МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

В. В. ДЕМЬЯНОВ

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

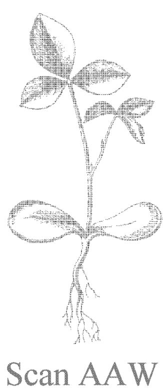


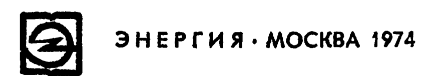
МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 853

В. В. ДЕМЬЯНОВ

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ





6Ф2.9
Д30
УДК 621.397.62

Демьянов В. В.

Д 30 Любительские телевизоры на транзисторах, М., «Энергия», 1974.

88 с. с ил (Массовая радиобиблиотека. Вып. 853)

В брошюре описаны две схемы транзисторных телевизоров на кинескопах типа 47ЛК2Б. Подробно рассмотрены оригинальные узлы (ПТК, УПЧ, детектор и видеусилитель, генераторы строчной и кадровой развертки) 17-транзисторного телевизора, приведены упрощенные методы их расчета, конструирования, регулировки и настройки. Обсуждаются пути построения малотранзисторных схем. В качестве иллюстрации возможности такого построения приведена схема телевизора на 12 транзисторах.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей, занимающихся конструированием телевизионной аппаратуры и УКВ радиоприемников.

$Д\frac{30403-183}{051(01)-74}$ 305—74 6Ф2.9

ВИКТОР ВЛАДИМИРОВИЧ ДЕМЬЯНОВ

Любительские телевизоры на транзисторах

Редактор В. Ф. Костиков

Редактор издательства В. А. Абрамов

Обложка художника А. А. Иванова

Художественный редактор Д. И. Чернышев

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Корректор И. А. Володяева

Сдано в набор 20/IX 1973 г. Подписано к печати 23/IV 1974 г.
Т-08426. Формат 84×108$^{1}/_{32}$. Бумага типографская № 2.
Усл. печ. л. 4,62. Уч.-изд. л. 6,09. Тираж 50 000 экз. Зак. 1052
Цена 25 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб, 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

ВВЕДЕНИЕ

Достижения полупроводниковой электроники последних лет поставили на повестку дня вопрос о широком внедрении транзисторов в схемы современных телевизоров, вплоть до полного вытеснения ламп из всех узлов. Долговечность, надежность и экономичность являются теми наиболее очевидными ценными качествами в разнообразных схемах телевизоров, которые в конечном счете гарантируют постепенное вытеснение ламп транзисторами в ближайшем будущем. Вместе с тем в области разработки телевизоров, вероятно, еще много нерешенных вопросов и задача построения оптимального телевизора как с точки зрения простоты и дешевизны его схемы, так и получения высокого качества изображения пока далека от окончательного решения.

Наметившееся в последние годы бурное внедрение полупроводниковых приборов в разные по назначению радиоустройства приводит к пересмотру известных и созданию новых методов их построения. Основные изменения, происходящие при этом в схемах многих радиотехнических устройств, можно проследить на примере телевизионных приемников. В них, как в большинстве других радиоустройств, вначале производилась частичная замена ламп транзисторами, причем такая замена осуществлялась прежде всего в сравнительно низкочастотных узлах, как-то усилителях низкой частоты, УПЧ звукового сопровождения и блоках кадровой развертки; несколько позже на транзисторах стали строить также УПЧ сигналов изображения. Появились комбинированные лампово-транзисторные телевизоры.

С появлением высокочастотных транзисторов стала возможной разработка транзисторных блоков ПТК, а несколько позже также и высокочастотных блоков дециметрового диапазона телевизионного вещания. С появлением высоковольтных высокочастотных транзисторов средней мощности их стали устанавливать в оконечных каскадах видеоусилителей и, наконец, после разработки мощных импульсных транзисторов с малым временем восстановления и большими допустимыми коллекторными напряжениями стало возможно сконструировать транзисторный блок строчной развертки. Это привело к возможности построения телевизора целиком на полупроводниковых приборах.

Процесс транзисторизации телевизоров нашел отражение также в творчестве радиолюбителей. Их разработки не связаны с условиями профессионального творчества и поэтому часто становятся носителями новых принципов построения схем. Очевидно, что наиболее подходящая для радиолюбителей конструкция телевизора должна содержать минимальное количество полупроводниковых приборов. Именно с этой точки зрения автор подходил к разработке описываемых здесь транзисторных телевизоров.

В брошюре описано два транзисторных телевизора. Основное содержание посвящено подробному описанию телевизора 3-го класса, собранного на 17 транзисторах, 22 полупроводниковых диодах с кинескопом 47ЛК2Б. По сравнению с известными любительскими конструкциями и промышленными образцами транзисторных телевизоров отечественного производства описываемый телевизор содержит наименьшее количество транзисторов. В брошюре приводится также краткое описание телевизора на 12 транзисторах, 17 полупроводниковых диодах с кинескопом 47ЛК2Б, представляющего собой результат дальнейшей модернизации первого. Оба телевизора содержат отдельные узлы, отличающиеся от принятых в промышленных телевизорах. Одной из задач, поставленных при разработке этих узлов, как уже отмечалось, являлось достижение простоты и высокой экономичности телевизора.

Использование в схемах сравнительно старых типов транзисторов свидетельствует о высоком коэффициенте использования их усилительных свойств. Это означает, что задача упрощения и удешевления электрической схемы телевизора в условиях применения в ней уже разработанных и внедренных в массовое производство транзисторов в принципе разрешима и что такой подход к разработке схем является наиболее эффективным. В то же время стремление применить в новых разработках новейшие типы полупроводниковых приборов часто приводит к недоиспользованию их возможностей и, как следствие, к неоптимальности схемных решений и увеличению стоимости всего прибора. Очевидно также, что в данном случае такой путь не приемлем для широкого круга радиолюбителей.

Известно, что по мере накопления опыта разработки разных схем на транзисторах, с одной стороны, можно наблюдать процесс коренной ломки известных методов их построения, расчета и последующего конструирования, а с другой — очевидны тенденции к сохранению преемственности старых методов в новых условиях. В борьбе этих противоположных тенденций появляется множество возможностей схемного решения отдельных узлов, на основе которых постепенно удается найти наиболее оптимальные варианты схем. Следует особо подчеркнуть, что принципы конструирования радиоустройств на лампах не могут быть автоматически перенесены на транзисторную радиоаппаратуру. При разработке последней следует уделять внимание не только обоснованию оптимального режима транзисторов, но и выбору наиболее подходящего типа и режима работы пассивных элементов (резисторов, конденсаторов, трансформаторов, отклоняющих катушек и др.), что было особо отмечено в [Л. 1]. Дело в том, что потери энергии в пассивных элементах часто оказываются соизмеримыми с потреблением энергии самими транзисторами. Поэтому квалифицированные радиолюбители не должны довольствоваться только изучением описания предлагаемой конструкции, но и познакомиться с упрощенной методикой расчета отдельных ее узлов, которая дана в брошюре. Это должно облегчить разработку аналогичных телевизоров с другими исходными параметрами (например, телевизора с другим кинескопом).

БЛОК-СХЕМА ТЕЛЕВИЗОРА

Блок-схемы первых транзисторных телевизоров практически не отличались от соответствующих ламповых. Это объясняется тем, что оптимальная схема того или иного радиоприбора обычно является результатом многолетнего поиска, в котором участвуют большие коллективы специалистов, и поэтому за сравнительно короткий период перехода от ламп к транзисторам, естественно, не могло произойти существенных качественных изменений в схемных решениях телевизоров. В то время использовались главным образом те известные особенности транзисторов, которые позволяли рассматривать их в полной аналогии с лампами. В настоящее время изучены некоторые специфические особенности транзисторов, благодаря чему стало возможно использовать их более эффективно. Далее будут описаны узлы транзисторного телевизора: приемник сигналов изображения, строчная и кадровая развертки телевизора, сконструированные с учетом изученных особенностей транзисторов, благодаря чему число транзисторов, установленных в каждом из этих узлов, уменьшилось.

Рассмотрим блок-схему приемника сигналов изображения, приведенную на рис. 1 и пригодную для любого приемника супергетеродинного типа Оценим вначале необходимый коэффициент усиления всего приемника от антенны до модулирующего электрода кинескопа и выясним распределение усиления между отдельными блоками.

Реальная чувствительность современных телевизионных приемников $U_с$, равная обычно 30—300 *мкв*, определяется уровнем собственных шумов УВЧ $U_ш$, лежащим в пределах 1—10 *мкв*, и заданным коэффициентом $K_{с\,ш}$, который представляет собой отношение напряжения полезного сигнала к среднему уровню собственных шумов, т. е $K_{с\,ш}=U_с/U_ш$. В телевизорах разных классов величина $K_{с\,ш}$ колеблется от 10 до 100, причем меньшее значение $K_{с.ш}$ соответствует удовлетворительному, а большее — хорошему качеству получаемого изображения. Очевидно, что минимальный уровень сигнала, необходимый для удовлетворительного приема, будет равен $U_с=U_ш K_{с\,ш}$, откуда легко получить приведенный выше интервал значений $U_с=(30\div300$ *мкв*). Сравнивая эти значения минимального напряжения на входе телевизионного приемника с номинальным напряжением, необходимым для полной модуляции современных кинескопов (30—50 *в*), определим, что суммарный коэффициент усиления телевизора $K_\Sigma=U_м/U_с$ должен быть равным примерно 10^6.

Как видно из блок-схемы телевизионного приемника (рис. 1), общее усиление его распределяется между высокочастотным блоком (ПТК), усилителем ПЧ изображения, видеодетектором и видеоусилителем. Многолетний опыт разработки ламповых телевизоров показывает, что оптимальное усиление напряжения ВЧ блоком (K_1) должно быть в пределах 20—40, а видеоусилитель рациональнее вы-

полнять однокаскадным с усилением $K_4 = 50 \div 100$. По-видимому, нет веских оснований предполагать, что распределение усиления между блоками приемников транзисторных телевизоров должно существенно отличаться. В частности, K_1 для транзисторных ПТК равен 10—20, а K_4 обычно имеет значения 60—120. Таким образом, УПЧ и видеодетектор должны давать усиление $K_{2\text{-}3} = 250 \div 1\,000$ в ламповых

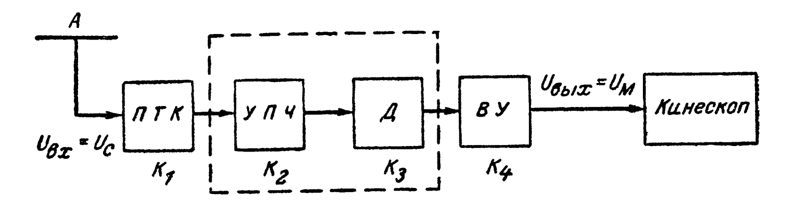


Рис. 1. Блок-схема тракта сигналов изображения современного телевизора. (Распределение усиления между отдельными блоками.)

и 400—1 700 в транзисторных телевизорах. Если ПТК содержит четыре транзистора, коэффициент усиления K_1 получается таким же, как в ламповых ПТК.

Во введении отмечалась тенденция к использованию при разработке телевизоров на полупроводниковых приборах достижений

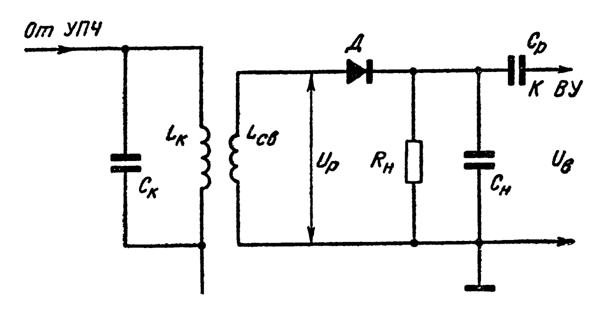


Рис. 2. Принципиальная схема диодного видеодетектора.

ламповой техники. Только этим можно объяснить сохранение во многих транзисторных телевизорах диодного видеодетектора, принципиальная схема которого приведена на рис. 2. Широкому распространению такого видеодетектора в ламповых приемниках способствовали простота устройства и высокая линейность амплитудной характеристики в большом динамическом диапазоне амплитуд радиосигналов на входе.

Динамический диапазон линейного детектирования кристаллических детекторов, как известно, определяется отношением начального

уровня линейного детектирования входного сигнала (0,3—1 *в*) к величине обратного допустимого напряжения диода (20—100 *в*), т. е. $K_{дин}=40\div50$ *дб*. Оценим теперь необходимость использования в реальном телевизоре детектора с таким большим динамическим коэффициентом.

Пусть амплитуда минимального сигнала на выходе диодного детектора будет 0,3 *в*, а максимального (при $U_{обр}=100$ *в*) — 50—80 *в*. Это соответствует $K_{дин}=46$ *дб*. Предположим далее, что $K_4=100$ и что ламповый видеоусилитель питается от источника +200 *в*, а транзисторный — от источника 80 *в*. Ясно, что максимально возможная амплитуда видеосигнала на выходе видеоусилителя будет 100 *в* в первом случае и 40 *в* — во втором, а минимальная амплитуда в обоих случаях будет 0,3 *в*×100=30 *в*. Следовательно, динамический диапазон квазилинейной части усилительной характеристики ламповых видеоусилителей обычно не превышает 10—15 *дб*, а транзисторных — 8—10 *дб*. Кроме того, динамический диапазон модулирующих напряжений, необходимый для получения нормального уровня контрастности изображения на экране кинескопов, также невелик (10—15 *дб*). Таким образом, большой динамический диапазон области линейного детектирования диодных детекторов практически не используется ни в ламповых, ни, тем более, в транзисторных телевизорах. Поэтому вряд ли можно считать обоснованным использование диодных видеодетекторов только на этом основании.

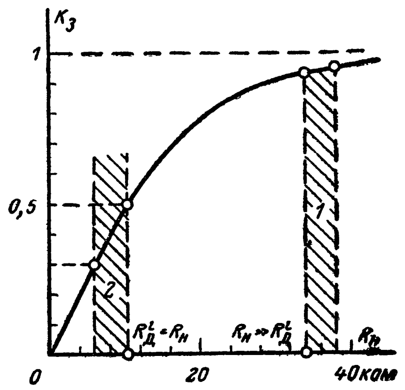


Рис. 3. Нагрузочная характеристика диодного детектора (Область *1* соответствует условию $R_н\gg R^i_д$, область *2* — $R_н\leqslant R^i_д$).

Иногда обосновывают использование диодного детектора простотой его схемы. Действительно, она проста (см. рис. 2), однако степень сложности приемника с диодным детектором требует специального рассмотрения.

На рис. 3 приведена нагрузочная характеристика диодного детектора, собранного на полупроводниковом диоде типа Д2 по схеме, приведенной на рис. 2. Из нее видно, что выходное сопротивление детектора $R^i_д$ на уровне 0,5 оказывается 3—5 *ком*. Сопротивление нагрузки детектора $R_н$ определяется требованиями обеспечения заданной постоянной времени $\tau_д=R_нC_н$ В радиовещательном приемнике величина $C_н$ такова, что удается получить условие $R_н\gg R^i_д$ и работать на участке *1* характеристики (рис. 3), где значения $K_з$ близки к единице. В широкополосном телевизионном приемнике даже в случае уменьшения $C_н$ до величины паразитных емкостей каскада необходимая величина $\tau_д\approx0,1$ *мксек* может быть получена

только при $R_н \leqslant 2 \div 5$ *ком*, т. е. $R_н \leqslant R^i_д$. Поэтому диодный видеодетектор телевизора используется в области *2* нагрузочной характеристики с коэффициентом передачи $K_д = K_з = 0{,}2 \div 0{,}5$. Тогда, руководствуясь приведенной оценкой $K_{2\text{-}3} = 250 \div 1\,000$, получим $K_2 = 500 \div 2\,000$. Известно, что именно такое усиление имеют УПЧ ламповых телевизоров. Таким образом, если учесть, что один каскад УПЧ телевизора с полосой пропускания $2\Delta f = 5$ *Мгц* имеет коэффициент усиления 5—6, то окажется, что использование простого диодного видеодетектора в рамках всего лампового приемника приводит к усложнению УПЧ или видеоусилителя в силу необходимости добавления еще одного усилительного каскада.

Еще бóльшая потеря усиления получается в транзисторном приемнике. Дело в том, что входное сопротивление лампового видеоусилителя на частоте 5 *Мгц* равно нескольким сотням килоом, т. е. много больше сопротивления нагрузки детектора $R_н$. Входное сопротивление транзисторного видеоусилителя равно 0,5—1 *ком*, т. е. значительно меньше сопротивления нагрузки детектора, определяемого, как было сказано ранее, требованиями получения заданной величины $\tau_д$. Поэтому непосредственное подключение видеодетектора ко входу оконечного транзисторного видеоусилителя уменьшает величину $K_з$ до 0,05—0,1. Тогда из-за низкого коэффициента передачи диодного детектора в транзисторный приемник приходится добавлять уже два дополнительных каскада по сравнению со случаем, когда коэффициент $K_з$ равен единице. И действительно, во всех транзисторных телевизорах с диодным детектором кроме УПЧ, с коэффициентом усиления 1 000—3 000, имеется еще один дополнительный каскад между видеодетектором и оконечным каскадом видеоусилителя.

Если этот каскад включен по схеме с общим эмиттером, то коэффициент передачи видеодетектора $K_з$, как отмечалось, будет равен 0,05—0,1, а коэффициент усиления двухкаскадного видеоусилителя K_4 — соответственно 300—600. Гораздо чаще, однако, в качестве дополнительного каскада используется эмиттерный повторитель, благодаря введению которого общее усиление видеоусилителя не изменяется (60—80), но зато коэффициент передачи видеодетектора возрастет примерно в 3—5 раз. Такой эффект достигается ввиду большого входного сопротивления эмиттерного повторителя, что эквивалентно дополнительному усилению видеосигнала. Такой дополнительный каскад получил большое распространение благодаря своей простоте, некритичности к регулировке и смене транзисторов, а также лучшей линейности видеоусилителя.

Таким образом, нет достаточных оснований считать, что применение диодного видеодетектора в телевизионном приемнике оправдано простотой его или большим динамическим диапазоном области линейного детектирования. При полном рассмотрении приемника первое достоинство оказывается кажущимся, а второе не имеет практического значения. Эти выводы тем более основательны, что в настоящее время известны так называемые активные видеодетекторы, не ослабляющие, а усиливающие видеосигналы, у которых $K_з > 1$ [Л. 6—8]. Динамический диапазон области линейного детектирования этих детекторов может быть не меньше динамического диапазона видеоусилителя, а приемник с таким детектором оказывается проще, чем с диодным [Л. 4, 7, 8]. Один из вариантов каскада, в котором функции видеодетектора и оконечного каскада видеоусилите-

ля совмещены (это соответствует случаю $K_з=1$), принят за основу в приемнике сигналов изображения описываемого телевизора.

Особенностью видеоусилителей на транзисторах по сравнению с ламповыми является более узкий динамический диапазон области линейного усиления. При обычно встречающемся на входе телевизоров большом динамическом диапазоне радиосигналов, достигающем 40—60 *дб*, в данном случае очевидна необходимость применения устройств АРУ, работающих более эффективно, чем обычные. Поэтому в описываемом телевизоре была применена автоматическая регулировка усиления с динамическим диапазоном 50 *дб*. Кроме регулировки режимов каскадов по постоянному току такой диапазон регулирования достигается также путем управления динамическим режимом смесителя.

Другим узлом описываемого телевизора, который существенно отличается от обычно принятого, является блок кадровой развертки. При его конструировании автором были использованы идеи старейшего радиолюбителя И. Т. Акулиничева [Л. 4, 9]. Характерным недостатком многих узлов кадровой развертки как ламповых, так и транзисторных телевизоров (в том числе и промышленных) является невысокое качество чересстрочного разложения изображения. Это особенно заметно в конструкциях с большим размером экрана кинескопа. Для выяснения причин, которые могут приводить к нарушениям чересстрочного разложения в соответствии с предложениями, опубликованными в [Л. 4, 9], было испытано большое количество оригинальных узлов кадровой развертки, а также проведено исследование устойчивости и характера нарушений чересстрочной развертки в наиболее известных промышленных телевизорах. В результате была установлена главная причина ухудшения чересстрочной развертки как в ламповых, так и в транзисторных узлах, состоящая в воздействии на полезные сигналы синхронизации низкочастотных флуктуаций (фликер-шумов) усилительных приборов, работающих в каскадах амплитудной селекции кадровых синхроимпульсов, задающего генератора, предоконечного и оконечного каскадов кадровой развертки. При этом было выяснено, что наиболее сильное влияние на ухудшение чересстрочной развертки оказывает та часть шумового спектра, которая лежит ниже частоты кадровой развертки (50 *гц*). Как известно [Л. 10], интенсивность шума $G_ш(\omega)$ всех усилительных приборов в указанной области частот подчиняется распределению $G_ш(\omega) \sim \omega^{-1}$, приводящему к значительному увеличению амплитуды флуктуаций именно в области инфранизких частот.

Установление основной причины нарушений чересстрочной развертки позволяет по-иному подходить к конструированию соответствующего узла. Дело в том, что в большинстве известных узлов синхронизации и кадровой развертки телевизоров «созданы» благоприятные условия для прохождения и даже усиления низкочастотных флуктуаций. К этим условиям прежде всего следует отнести многокаскадность синхроузлов, особенно с непосредственной связью между каскадами, а также многокаскадность узлов кадровой развертки.

Действительно, в цепях отрицательной обратной связи большинства узлов кадровой развертки включены разделительные *RC*-цепи (рис. 4), постоянная времени которых рассчитана на пропускание нижней частоты спектра пилообразного напряжения кадровой развертки, т. е. 50 *гц*. Это означает, что на более низких частотах ве-

личина отрицательной обратной связи β будет уменьшаться приблизительно пропорционально частоте ω, а коэффициент усиления $K(\omega)$ каскадов, охваченных этой связью, будет линейно возрастать при по-

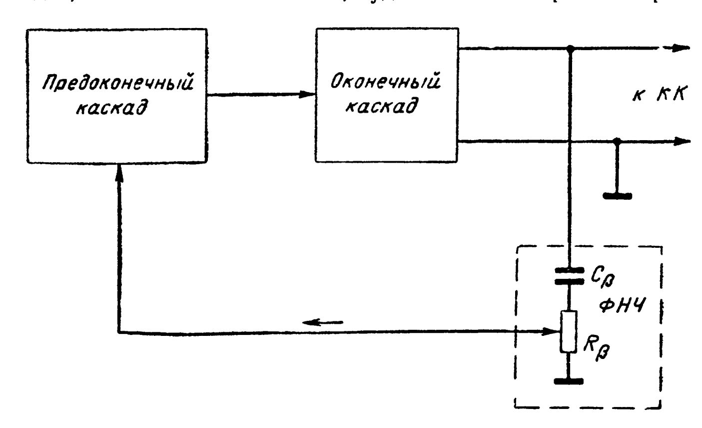


Рис. 4. Блок-схема усилителя кадровой развертки, в цепи отрицательной обратной связи которого включен фильтр нижних частот.

нижении частоты (пунктирные линии *1* и *2* на рис. 5). В результате распределение шумов $G_{ш\beta}(\omega)$ на выходе усилителя, охваченного частотно-зависимой отрицательной обратной связью с фильтром НЧ, будет, как видно из рис. 5 (кривая *2*), весьма неблагоприятным, так как $G_{ш\beta}(\omega)$ получается обратно пропорционально ω^2. Это означает, что в таких узлах фликер-шумы усиливаются больше, чем основной сигнал. Поэтому на выходе подобных усилителей исходное отношение сигнала к шуму резко ухудшается, что существенно снижает качество чересстрочного разложения. На рис. 6 приведена более совершенная блок-схема узла кадровой развертки с фильтром верхних частот, который обеспечивает подавление фликер-шумов в области нижних частот. Частотная характеристика этого узла показана на рис. 5 сплошной линией *3*. Результаты экспериментальной проверки ряда таких узлов показали, что при отсутст-

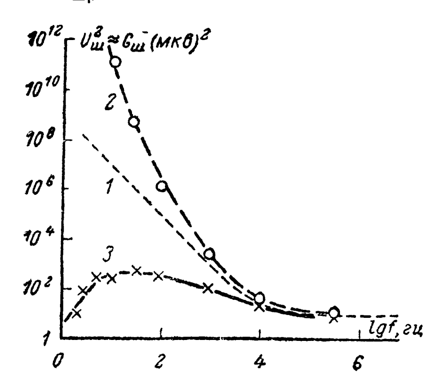


Рис. 5. Частотные зависимости шумовых параметров усилителя кадровой развертки, собранного по схемам без обратной связи (*1*); по блок-схеме рис. 4 (*2*); — по блок-схеме рис. 6 (*3*).

вии усиления в канале кадровой развертки на частотах ниже 50 *гц* удается получить хорошее чересстрочное разложение. Принципиальная схема одного подобного узла кадровой развертки и синхронизации будет описана ниже.

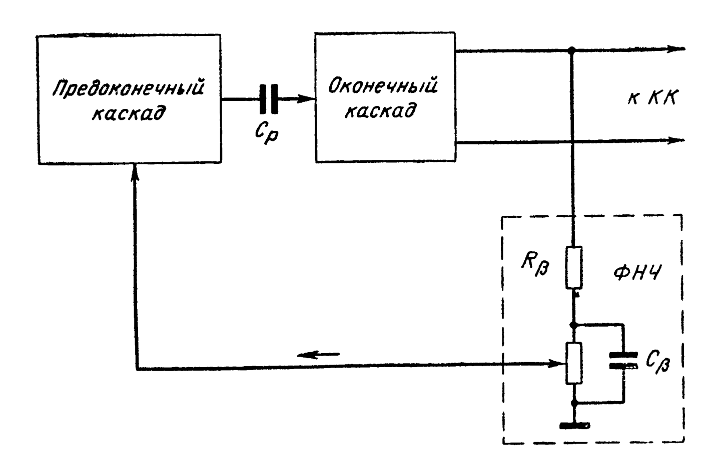


Рис. 6. Блок-схема усилителя кадровой развертки, в цепи отрицательной обратной связи которого включен фильтр верхних частот.

Полная блок-схема телевизора, описываемого в этой книге, приведена на рис. 7. В нем используются транзисторы семи типов. Блок ПТК собран на трех маломощных высокочастотных транзисторах типа ГТ-313. В УПЧ сигналов изображения и звукового сопровождения применены транзисторы типа П403, которые без каких-либо изменений схемы могут быть заменены на транзисторы типов П416, КТ315, П402, П423. При использовании КТ-315 полярность $E_к$ изменяется на обратную (см. рис. 29).

Каскад видеоусилителя, который одновременно выполняет функции видеодетектора, собран на транзисторе типа П309, вместо которого можно применить транзисторы типов П307, П308, КТ605А. В устройствах ключевой АРУ, АПЧ и Ф строчной развертки, в задающем блокинг-генераторе строк и в предварительном усилителе низкой частоты применены транзисторы типа МП42, эквиваленты которых общеизвестны. В предоконечном усилителе строчной развертки и оконечном каскаде кадровой развертки используются транзисторы типа П602, которые могут быть заменены транзисторами типов П601И, П609 или КТ801А. Блокинг-генератор узла кадровой развертки и оконечный каскад УНЧ собраны на транзисторах типа ГТ403А, которые могут быть заменены транзисторами типов П201Э, П203Э, П601И, П602И, П214А. Оконечный каскад строчной развертки выполнен на транзисторе типа КТ802, вместо которого можно использовать транзисторы типов КТ803, КТ803, КТ805 и ГТ806.

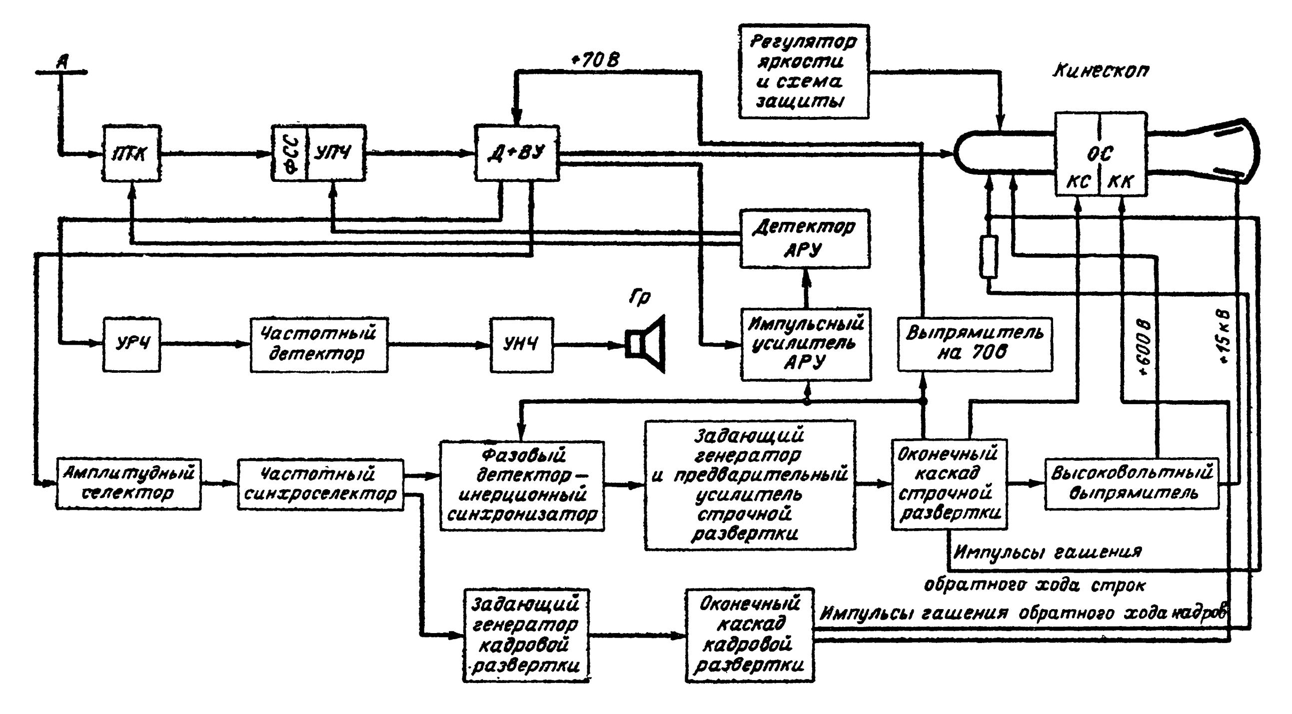


Рис. 7. Блок-схема телевизора на 17 транзисторах.

О выборе первого каскада УВЧ блока ПТК. Для правильного выбора наиболее эффективно работающего каскада усиления ВЧ в блоке ПТК принципиальное значение имеет вопрос об управлении усилителем, которое зависит от способа включения лампы или транзистора в каскаде. Ламповые усилители с общим катодом или анодом, а также транзисторные усилители с общим эмиттером или коллектором управляются напряжением, а ламповые усилители с общей сеткой или транзисторные усилители с общей базой управляются током [Л. 8].

Усилители, управляемые напряжением (УУН), согласно [Л. 8] должны иметь большое входное и малое выходное сопротивления. Отличительной особенностью этих усилителей является возрастание их эффективности (т. е. усиления в расчете на один каскад) при увеличении роли входного напряжения $U_{вх}$ и соответствующем уменьшении входного тока $I_{вх}$ (когда входная мощность $P_{вх}$ остается неизменной). Так как в процессе управления УУН входной ток не играет никакой роли, то существует принципиальная возможность уменьшения его до нуля при увеличении $U_{вх}$ до бесконечно большего значения.

Изменение соотношения тока и напряжения во входной цепи при сохранении постоянным их произведения достигается обычно с помощью трансформатора (рис. 8), роль которого в резонансных

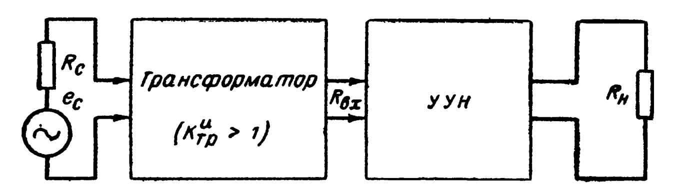


Рис. 8. Блок-схема каскада усилителя, управляемого напряжением (УУН), согласованного с источником сигнала.

усилителях выполняет резонансный контур. На каскад УВЧ блока ПТК телевизионный радиосигнал обычно поступает от коаксиального кабеля с волновым сопротивлением $R_ф$ от 50 до 300 ом. Для получения максимального управляющего напряжения на входе УУН при прочих равных условиях необходимо, чтобы было соблюдено условие

$$K^u_т = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_ф}}, \qquad (1)$$

в котором $R_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$ — входное сопротивление УУН; $K^u_т$ — коэффициент трансформации напряжения. Из формулы (1) видно, что эффективность каскада УУН будет тем выше, чем больше сопротивление $R_{вх}$ по сравнению с $R_ф$. Именно с этой точки зрения следует рассматривать известные нам варианты УУН при выборе первого каскада УВЧ чувствительного приемника.

Входное сопротивление усилителей с общим катодом, выполненных на современных высокочастотных вакуумных триодах, на частоте 50 *Мгц* составляет 10—30 *ком.* Это сопротивление имеет обратно пропорциональную квадратичную зависимость от частоты, вследствие чего даже на 12-м канале (частота около 230 *Мгц*) оно уменьшается только до 500—1 500 *ом.* Полагая $R_ф=75$ *ом*, согласно (1) получаем, что даже в неблагоприятном случае величина $K_т^u$ для усилителя с общим катодом получается больше единицы, т. е. $K_т^u = \sqrt{(500 \div 1\,500)/75} \approx 3 \div 6$. Именно поэтому в каскаде УВЧ ПТК ламповых телевизоров используется усилитель с общим катодом, который ввиду недостаточно устойчивой работы триодов на УКВ может применяться только в каскодном соединении с другим таким же триодом, включенным с общей сеткой.

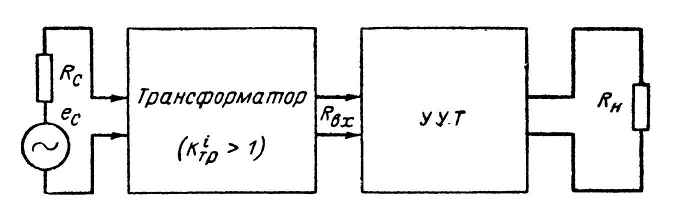


Рис. 9. Блок-схема каскада усилителя, управляемого током (УУТ), согласованного с источником сигнала.

При согласовании управляемого током каскада УВЧ необходимо принципиально иное включение согласующего входного контура. Согласно [Л. 8] усилители, управляемые током (УУТ), должны иметь малое входное и большое выходное сопротивления. Следовательно, эффективность УУТ возрастает при увеличении роли входного тока управления и соответствующем уменьшении входного напряжения. При тех же значениях $R_ф$ для получения максимального управляющего тока на входе УУТ (рис. 9) необходимо, чтобы было выполнено следующее условие:

$$K_т^i = \sqrt{\frac{G_{вх}}{G_ф}} = \sqrt{\frac{R_ф}{R_{вх}}}\,. \tag{2}$$

Иначе говоря, согласующий трансформатор должен обеспечивать повышение тока и соответствующее понижение напряжения на входе реального УУТ. Лучшие высокочастотные вакуумные триоды серийного производства имеют крутизну характеристики 10—20 *ма/в*, что соответствует входному сопротивлению каскада УУТ с общей сеткой 50—100 *ом.* Из сказанного ранее ясно, что применение УУТ в ламповых ПТК нецелесообразно, так как согласно формуле (2) $K_т^i = \sqrt{75/(50 \div 100)} \leqslant 1$, что значительно меньше величины $K_т^u$, получаемой при включении той же лампы по схеме УУН.

Применительно к транзисторным ПТК аналогичные соображения приводят к противоположным выводам. Действительно, транзисторный каскад УУН (например, с общим эмиттером) по сравне-

нию с аналогичным ламповым имеет на частоте 50 *Мгц* значительно меньшее входное сопротивление $R_{вх}=50 \div 200$ *ом* и такую же квадратичную частотную зависимость величины сопротивления $R_{вх}$. Это означает, что применение УУН в транзисторном ПТК нецелесообразно, так как уже на частотах порядка 100 *Мгц* $K_т^u \leqslant 1$. Следовательно, транзисторные УУН не эффективны на частотах выше 50 *Мгц*, если в них применяются транзисторы с граничными частотами порядка 500 *Мгц*. Как раз именно такие граничные частоты имеют современные массовые высокочастотные транзисторы.

Транзисторный каскад УУТ с общей базой, как известно, имеет очень малое входное сопротивление (5—20 *ом*), что эквивалентно эффективной крутизне характеристики 200—50 *ма/в*. Согласно формуле (2) при $R_ф=75$ *ом* такой каскад будет иметь $K_т^i = \sqrt{75/(5 \div 20)} \approx 2 \div 5$. Из сказанного можно сделать вывод, что по эффективности усиления транзисторные каскады УУТ превосходят соответствующие ламповые и примерно эквивалентны ламповым каскадам УУН. Встречающиеся на практике на частотах 50—250 *Мгц* соотношения сопротивлений $R_ф$ и $R_{вх}$ позволяют получить большой коэффициент трансформации входного устройства ($K_т \approx 3 \div 5$) только в двух случаях — при использовании в качестве первого каскада УВЧ лампового УУН с общим катодом или транзисторного УУТ с общей базой. Именно поэтому первые каскады УВЧ транзисторных блоков ПТК обычно собирают по схеме с общей базой [Л. 5, 11].

Принципиальная схема ПТК. Когда в каскаде УВЧ ПТК входной вакуумный триод включен по схеме с общим катодом, для устойчивой работы последовательно ему необходимо устанавливать еще один триод с сеткой, заземленной по высокой частоте, т. е. применять каскодный усилитель. Использование в каскаде УВЧ транзисторных ПТК УУТ, собранного по схеме с общей базой и обладающего высокой устойчивостью, не требует обязательного выполнения УВЧ по каскодной схеме. Поэтому в таких ПТК обычно используют три транзистора, в то время как ламповые ПТК имеют три триода и один пентод (значительно реже четыре триода). Естественно, что усиление блока ПТК на трех транзисторах несколько меньше, чем усиление лампового ПТК, однако оно оказывается вполне достаточным для того, чтобы получить необходимую чувствительность телевизионного приемника. В тех же случаях, когда коэффициент усиления транзисторного ПТК должен быть 20—40, в нем необходимо устанавливать четыре транзистора, причем УВЧ должен быть собран по каскодной схеме «общая база — общий коллектор», предложенной в [Л. 8], т. е. с входным каскадом, управляемым током.

В описываемом телевизоре используется ПТК на трех транзисторах (рис. 10) Входное устройство УВЧ, состоящее из конденсаторов C_1—C_5 и катушек L_1—L_4, включает в себя полосовой фильтр $L_1L_2C_1C_2C_4$ с внутриемкостной связью через конденсатор C_3, корректирующую катушку L_3 и контур L_4C_5, который является фильтром-пробкой для промежуточной частоты. Основное назначение входного устройства — обеспечение согласования по току входного сопротивления УВЧ с волновым сопротивлением фидера и избирательности по зеркальному каналу приемника. Величину оптимального коэффициента трансформации тока подбирают, изменяя место отвода от катушки L_1, причем перенос отвода влево (по схеме) увеличивает этот коэффициент.

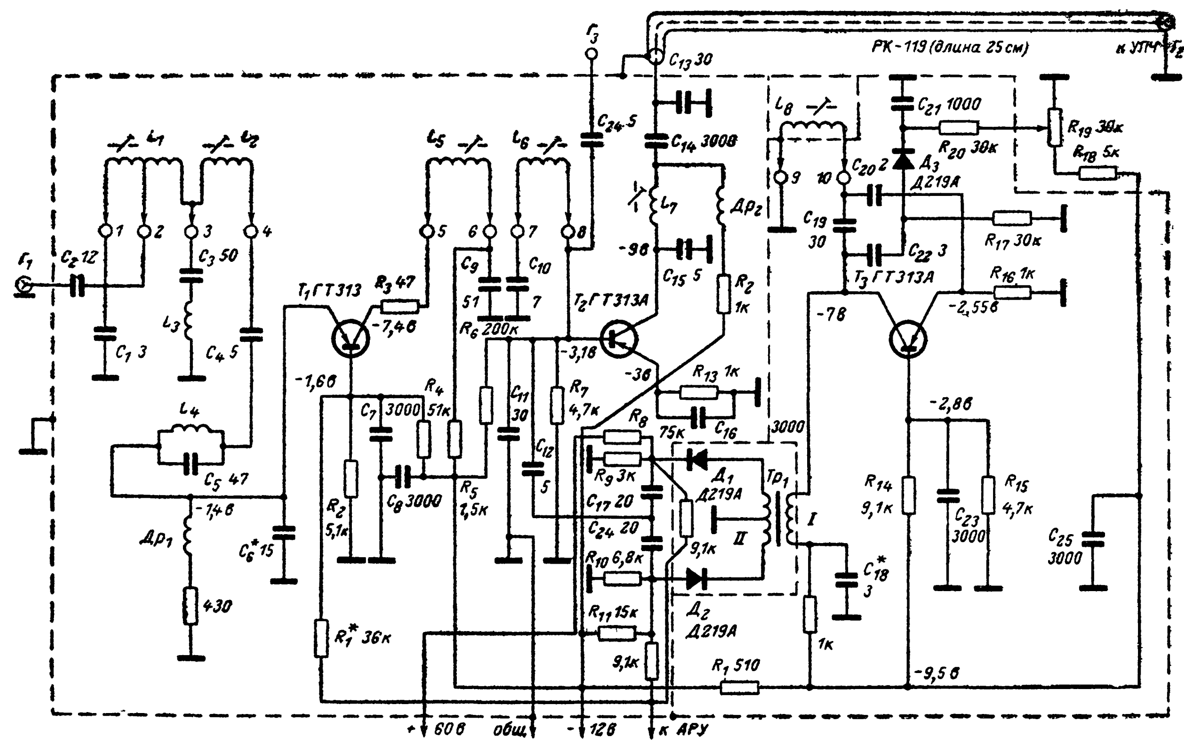


Рис. 10. Принципиальная схема блока ПТК.

Так как усиление транзистора T_1 уменьшается при увеличении частоты от 50 до 230 *Мгц*, в каскаде УВЧ применены две корректирующие цепочки. Корректирующая катушка L_3 увеличивает полное сопротивление цепи внутриемкостной связи полосового фильтра $L_1L_2C_2C_4$ в области 150—250 *Мгц* и обеспечивает некоторое возрастание его коэффициента передачи на этих частотах. Конденсатор C_6 служит для коррекции коэффициента усиления тока транзистора T_1.

Транзистор T_1 включен по переменному току по схеме с общей базой, а по постоянному току — по схеме с общим эмиттером. Последнее увеличивает эффективность действия АРУ, напряжение которой в положительной полярности подается на базу транзистора T_1 через резистор R_1. Сопротивление этого резистора подбирают при регулировке телевизора. Нагрузкой транзистора T_1 является полосовой фильтр, состоящий из контуров $C_{11}R_3C_9L_5$ и $C_{10}L_6C_{11}$. Второй контур фильтра частично присоединен к базе смесительного транзистора T_2, включенного по отношению к входному напряжению сигнала и гетеродина по схеме с общим эмиттером.

Напряжение гетеродина подается на базу транзистора T_2 через конденсатор C_{12} с трансформаторно-емкостного моста, управляемого напряжением АРУ. Этот мост служит для изменения динамического режима смесителя с целью получения более эффективной регулировки усиления ПТК и увеличения динамического диапазона АРУ. В качестве ёмкостных плеч моста применены диоды $Д_1Д_2$, работающие как варикапы. На оба диода подается напряжение смещения в обратном направлении соответственно через резисторы R_8R_9 и $R_{10}R_{11}$, а на диод $Д_2$, кроме того, напряжение АРУ в положительной полярности. Исходное смещение диодов $Д_1$ и $Д_2$ выбрано так, чтобы их емкости отличались. В этом случае при нарушении баланса моста на смеситель будет подаваться номинальная величина напряжения гетеродина. Например, при увеличении сигнала на входе ПТК, а следовательно, и напряжения в цепи АРУ емкость диода $Д_2$ будет увеличиваться, а емкость диода $Д_1$ будет уменьшаться, так как по отношению к напряжению АРУ диоды включены противофазно. В результате выравнивания емкостей диодов разбаланс моста будет уменьшаться, что приведет к понижению напряжения гетеродина, снимаемого с общей точки конденсаторов $C_{17}C_{24}$ на базу транзистора T_2. При этом эффективность преобразования и общий коэффициент усиления ПТК будут уменьшаться. Противофазное включение диодов увеличивает крутизну регулировки усиления и уменьшает эффект расстройки гетеродина при изменении уровня сигнала в антенне.

Динамический диапазон описанного способа регулировки усиления ПТК получается значительно больше, чем в обычном случае управления режимом постоянного тока УВЧ В остальном построение ПТК подобно обычным, описанным, например, в [Л. 5, 8, 11], и поэтому подробно рассматриваться не будет. Транзистор T_3 работает в каскаде гетеродина. Он включен для переменного тока по схеме с общей базой, а для постоянного тока — по схеме с общим эмиттером. Диод $Д_3$, работающий как варикап, служит для подстройки частоты гетеродина, которая производится при помощи потенциометра R_{19}.

В ПТК применена коррекция коэффициента усиления каскада УВЧ по току, уменьшающемуся при повышении принимаемой частоты, т. е. приближении ее к граничной частоте транзистора УВЧ

(α-коррекция). Принцип ее следующий. На частотах $f=(0,3\div1)f_\alpha$, где начинает сказываться инерционность транзистора, входное сопротивление транзисторов, включенных по схеме с общей базой, имеет индуктивный характер [Л. 8, 12]. Это полное сопротивление можно представить в виде цепочки, состоящей из последовательно включенных активного сопротивления $r'_э$ величиной 5—20 *ом* и индуктивности катушки $L'_э$ величиной 10^{-3}—10^{-1} *мкгн* (рис. 11). При рабочем токе транзистора $I_э\approx3$—10 *ма* сопротивление $Z_э$ на граничных частотах имеет добротность $Q_{вх}=\omega L'_э/r'_э=2\div3$. Если подобрать емкость $C_б$ так, чтобы она совместно с входным индуктивным

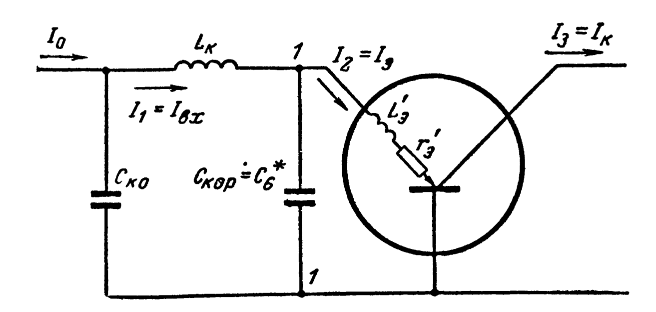


Рис. 11. Принципиальная схема резонансного каскада с последовательным контуром $L_к C_к$ и α-коррекцией при помощи емкости ($C_{кор}$) в цепи эмиттера ($L'_э$, $r'_э$—эквивалентные высокочастотные параметры входного сопротивления транзистора, включенного по схеме с общей базой).

сопротивлением транзистора T_1 образовала контур с резонансной частотой $f_0\approx200$ *Мгц*, то добротность сопротивления $Z_э$, а следовательно, и коэффициент усиления по току транзистора УВЧ в интервале частот 6—12-ти телевизионных каналов увеличится. Для этой же цели в цепь базы транзистора УВЧ можно включить также небольшую индуктивность катушки $L_б$.

Таким образом, каскад УУТ с последовательными контурами при наличии α-коррекции будет иметь коэффициент усиления по току

$$K_I = I_з/I_0 = \alpha_{дин} Q_к Q_{вх}, \tag{3}$$

где $Q_к=I_1/I_0=f_0/2\Delta f$ — добротность внешнего контура $L_к C_{ко}$ резонансного УУТ (в ПТК это входное устройство). Величина этой добротности определяется полосой пропускания $2\Delta f$ УВЧ; $Q_{вх}$ — добротность входного индуктивного сопротивления транзистора T_1 на частоте f_0; $\alpha_{дин}=0,4\div0,8$ — динамический коэффициент усиления тока транзистора на частотах $(0,3\div1)f_\alpha$, величина которого берется для конкретного значения f_0.

На рис. 12 приведена частотная зависимость коэффициента усиления тока корректированного транзистора T_1 типа ГТ313А (кривая *2*); свидетельствующая об увеличении $\alpha_{кор}=\alpha(\omega)Q_{вх}$ в области 150—250 *Мгц*. Если корректирующая емкость $C_б$ равна нулю, то наблюдается обычная релаксационная зависимость $\alpha(\omega)$ (кривая *1* на рис. 12) и формула (3) в этом случае будет иметь обычный вид $K_i=Q_к\alpha_{дин}$ [Л. 8]. Коррекция коэффициента усиления по току α с помощью емкости в цепи эмиттера транзистора, включенного по схеме с общей базой, применяется также в УПЧ телевизора.

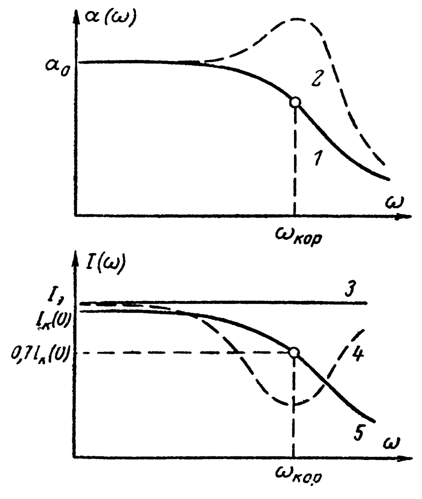


Рис. 12. Частотные зависимости, поясняющие принцип α-коррекции в схеме с общей базой с последовательным контуром.

1 — $\alpha(\omega)$ — без коррекции; 2 — $\alpha_{кор}(\omega)$ — при наличии коррекции; 3 — $I_э(\omega)$ — без коррекции; 4 — $I_э(\omega)$ — при наличии коррекции; 5 — $I_к(\omega)$ — ток коллектора в зависимости от частоты.

Конструирование резонансных усилителей. Усилители ВЧ и ПЧ коротковолновых и ультракоротковолновых приемников и телевизоров представляют собой резонансные усилители высокой частоты. Прежде чем приступить к проектированию соответствующих блоков приемника, следует познакомиться с основными требованиями к конструкции и монтажу таких усилителей. Без выполнения этих требований даже собранный в точном соответствии с принципиальной схемой усилитель может работать неправильно.

До появления транзисторов радиочастотные усилители монтировали так называемым навесным способом жестким посеребренным проводом. При этом все элементы каскадов располагались «в линейку» вдоль металлического шасси. В целом принципы такого монтажа подробно изложенные, например, в [Л. 13], не зависят от типа усилительных приборов и поэтому должны оставаться в силе при конструировании как ламповых, так и транзисторных резонансных усилителей.

Малые размеры и долговечность транзисторов способствовали появлению более технологичных способов монтажа, например печатного, при котором детали располагаются на изоляционных платах, покрытых с одной стороны фольгой. Естественно, что радиолюбители в своих разработках стремятся использовать этот прогрессивный метод. Однако отказ от металлического шасси и переход к печатным проводникам приводит к усилению вредного влияния паразитных связей в конструкции.

При конструировании резонансных УВЧ обычно придерживаются следующей последовательности разработки макета: выбирают правильную *общую компоновку* монтажной платы резонансного усилителя; рассчитывают *требуемую эффективность общего провода* (заземления) и экранировки отдельных элементов усилителя; прорабатывают *рациональное расположение элементов* усилителя на монтажной плате, соответствующее правильному соединению их с общим проводом; принимают меры к *сведению до минимума паразитных емкостей и связей* при разработке расположения печатных проводников.

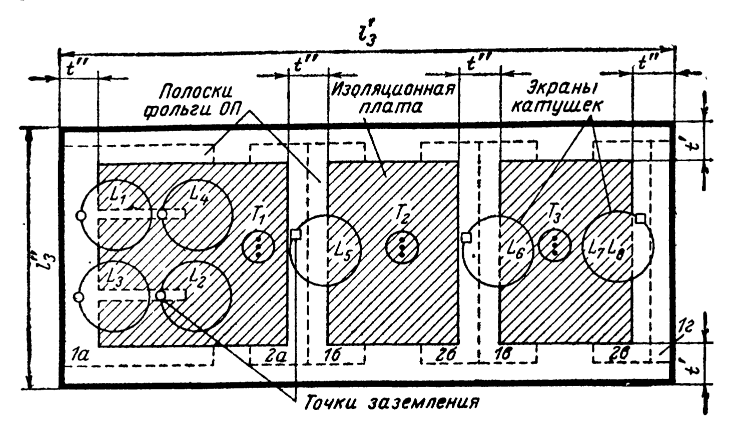


Рис. 13. Печатная плата УПЧИ на трех транзисторах (фольгированный гетинакс толщиной 2 *мм*).
Заштрихованные участки — фольга удалена; *1а, 1б, 1в, 1г* — участки фольги для заземления входных цепей соответствующих каскадов; *2а, 2б, 2в* — то же, для выходных цепей.

При выборе *общей компоновки* монтажной платы резонансного усилителя необходимо добиться, чтобы последовательность прохождения радиосигналов, предусмотренная принципиальной схемой, была согласована с последовательностью пространственного расположения элементов усилителя способом, обеспечивающим максимально возможное расстояние его выхода от входа. Наиболее благоприятным в этом отношении является расположение каскадов усилителя в «линейку» (рис. 13), так как при зигзагообразном расположении каскадов расстояние между выходом и входом сокращается.

Эффективность общего провода, под которой обычно понимают степень «эквипотенциальности» разных точек общего провода данной конструкции, автоматически получается высокой, когда резонансный усилитель будет расположен на металлическом шасси. При прочих равных условиях эффективность эта тем выше, чем лучше достигается «эквипотенциальность» крайних точек общего провода конкретной конструкции на высшей частоте усиливаемого радиосигнала. При использовании для общего провода меди, латуни, алюминия и его сплавов, т. е. материалов, обладающих высокой электропроводностью, в реальных конструкциях усилителей длиной не

выше 50 *см* основным фактором, нарушающим «эквипотенциальность» разных точек этого провода, оказывается конечное индуктивное сопротивление его на единицу длины. В случае металлического шасси эта распределенная индуктивность получается настолько малой, что вплоть до 300 *Мгц* эффективность общего провода остается достаточной. Но в конструкциях, выполняемых на изоляционных платах, на которых отсутствует сплошное металлизированное покрытие и общий провод представляет собой узкие полоски фольги обычно расположенные на периферийных участках платы, для получения необходимой эффективности общего провода требуется специальный расчет.

На рис. 13 показан чертеж платы трехкаскадного резонасного УПЧ телевизора, а на рис. 17 приведена соответствующая принципиальная схема. Общий провод в таких платах, выполненных из фольгированного гетинакса, может представлять собой нестравленные (несчищенные) полоски фольги, а в платах из нефольгированного гетинакса — наклеенные на него полоски фольги или тонкие пластинки меди (латуни) либо наложенные на плату параллельные ряды голых луженых проводников. Во всех этих случаях необходимая эффективность общего провода достигается лишь при определенных соотношениях площади его поверхности и размеров платы усилителя (или участка общей платы, где расположены его детали). Для оценки необходимой эффективности общего провода служит соотношение между максимальной длиной ($l'_з$, $l''_з$) и эффективной шириной (t', t'') его полосок (рис. 13). Это соотношение выражается эмпирическими формулами

$$t' \geqslant \frac{l'_з f_в}{500 \div 800}; \quad t'' \geqslant \frac{l''_з f_в}{500 \div 800}; \; N = 1 + \frac{l'_з}{l''_з}, \qquad (4а)$$

где $f_в$ — верхняя частота полосы пропускания усилителя, *Мгц*; $l'_з$, $l''_з$; t', t'', *см*, а N — число поперечных общих проводников. В частности, для трехкаскадного УПЧ телевизора, плата которого изображена на рис. 13 ($f_в = 40$ *Мгц*, $l'_з = 16$ *см*, $l''_з = 7$ *см*), получаем $t' = 1$ *см*; $t'' = 0{,}5$ *см*; $N = 3$. Если вместо полосок фольги использовать для общего провода луженые проводники круглого сечения диаметром d_0, *см*, то по эффективности они эквивалентны полоске шириной t, *см*, при условии, если

$$d_0 = 2t/\pi \approx t/1{,}6. \qquad (4б)$$

Следовательно, в приведенном примере вместо каждой полоски фольги можно было бы использовать одиночный проводник диаметром 6 *мм* или шесть проводников диаметром 1 *мм*, уложенных параллельно друг другу. Полезно отметить, что применение одиночного проводника диаметром 1 *мм* в качестве общего провода схемы, конструкция которой имеет $l'_з = 15$ *см*, правомерно согласно формулам (4а) и (4б) лишь до частот

$$f_в\,(Мгц) \leqslant \frac{(1\,000 \div 1\,500) d_0}{l'_з}, \qquad (4в)$$

где d_0 и $l'_з$, *см*, т. е. до частот не более 2—3 *Мгц*. Таким образом,

общий проводник заземления диаметром 1 *мм* может применяться лишь на низших радиочастотах.

Формулу (4, в) полезно использовать также при оценке максимальной длины $l_{макс}$ соединительных проводников между каскадами резонансных усилителей

$$l_{макс}\,(см) \leqslant \frac{(1\,000 \div 1\,500)d_0\,(см)}{f_в\,(Мгц)}, \qquad (4г)$$

На частоте 40 *Мгц* величина $l_{макс}$, при которой еще можно пренебречь распределенным индуктивным сопротивлением соединительных проводников, получается 1,5—2 *см*. Отсюда видно, как важно при монтаже высокочастотных резонансных усилителей соединение деталей вести по кратчайшим расстояниям.

Что касается необходимости экранировки отдельных элементов резонансных усилителей, то здесь можно пользоваться следующими проверенными на опыте рекомендациями. Длину линейки $l'_з$ можно оценить по эмпирической формуле

$$l'_з\,(см) \geqslant (0,2 \div 0,4)\,n\sqrt{f_в(Мгц)\,K_{01}}, \qquad (5)$$

где n — число каскадов, а K_{01} — коэффициент усиления напряжения (тока) одного каскада. Если $K_{01}<4$, то катушки индуктивности можно не экранировать, располагая их в шахматном порядке вдоль линейки усилителя. При $K_{01}>4$ экранирование катушек обязательно, причем экраны следует надежно соединять с общим проводом. Усилители с общим коэффициентом усиления $K_\Sigma = K_{01}^n \geqslant 1\,000 \div 3\,000$ можно монтировать на открытой плате типа показанной на рис. 13. При $K_\Sigma > 3\,000$ монтажную плату необходимо помещать в металлический корпус прямоугольного сечения длиной $l'_з$ с использованием на входе и выходе коаксиальных гнезд. Если все приведенные соображения учтены, нет необходимости между каскадами резонансных усилителей любых типов применять экранирующие перегородки, так как они не улучшают, а иногда даже ухудшают устойчивость работы усилителя, не говоря уже об усложнении и удорожании конструкции.

Рациональное расположение деталей и правильное соединение их с общим проводом имеют большое значение для обеспечения высокой устойчивости работы резонансных усилителей. Общее правило при этом таково, чтобы не допустить на поверхности общего провода перекрывания контуров высокочастотных токов, принадлежащих разным каскадам Для этого точки заземления входных и выходных цепей соответствующих каскадов, выбирают, руководствуясь определенным правилом. На принципиальной схеме (см. рис. 17) точки соединения деталей усилителя с общим проводом обозначены кружками и квадратиками. Первые относятся к входным, а вторые — к выходным цепям каждого каскада. Соответствующие участки общего провода, к которым следует присоединять входные и выходные цепи каскадов, размечены на рис. 17 цифрами *1* (для кружков) и *2* (для квадратиков).

Паразитные емкости и связи при печатном монтаже получаются значительно меньше, если коллекторные цепи будут смонтированы не печатным, а обычным способом, например на стойках, пистонах

или прямо на выводах транзистора. Применительно к широкополосным резонансным УПЧ это особенно важно, так как уменьшение паразитных емкостей, связанных с печатным монтажом, позволяет существенно увеличить эффективность УПЧ, т. е. увеличить усиление каждого каскада.

Выполнение перечисленных выше требований к монтажу резонансных усилителей гарантирует успех при реализации той или иной конструкции радиотракта высокочастотных приемников, а также широкополосных антенных усилителей и видеоусилителей.

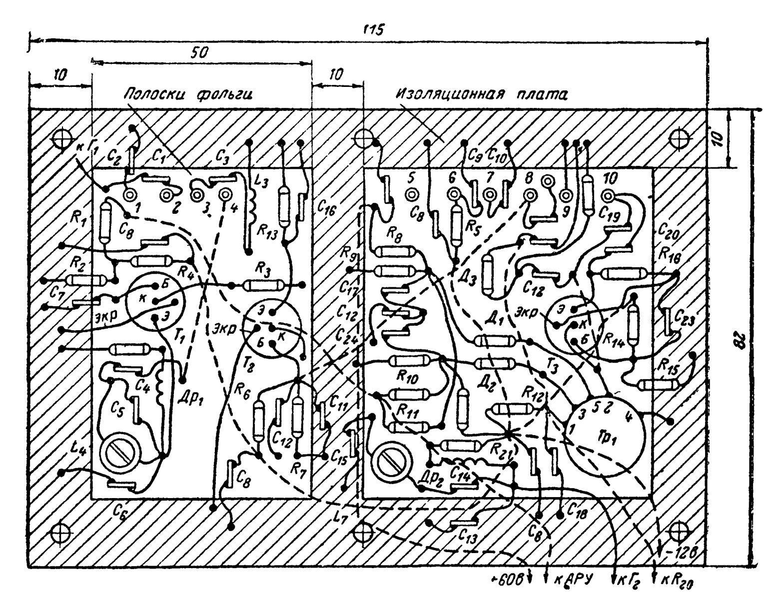


Рис. 14. Монтажная схема платы ПТК, переделываемого из ламповой конструкции (пунктиром показаны соединительные проводники, расположенные за платой).

Конструкция ПТК. Для ПТК описываемого телевизора были использованы барабанный переключатель и корпус транзисторного ПТК телевизора «Юность». Однако целесообразнее применить ПТК от любого лампового телевизора, так как в нем легче расположить устройство с гетеродинным трансформатором, управляемое напряжением АРУ, и, кроме того, удается получить более эффективную развязку между гетеродином и смесителем, что очень важно. При описании конкретной конструкции платы ПТК остановимся лишь на особенностях монтажной схемы, которые необходимо учесть в каждой конкретной разработке.

Для платы, на которой монтируют детали (рис. 14), на месте прежнего расположения ламп в корпусе ПТК вырезают прямоугольное окно размерами 95×70 *мм*. На плату из изоляционного мате-

Таблица 1

Номер канала	Катушка и ее параметры (см. рис. 21)									
	L_1		L_2		L_5		L_6		L_8	
	Обозначение выводов и число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода
1	15 (*1*—*2*)=4 (*2*—*3*)=11	0,2	15	0,2	12	0,2	15	0,2	15	0,2
2	13 (*1*—*2*)=3 (*2*—*3*)=10	0,2	13	0,2	10	0,2	13	0,2	13	0,2
3	10 (*1*—*2*)=2,5 (*2*—*3*)=7,5	0,25	10	0,25	8	0,25	10	0,25	10	0,25
4	9 (*1*—*2*)=2 (*2*—*3*)=7	0,31	9	0,31	7	0,31	8	0,31	8	0,31
5	8 (*1*—*2*)=2 (*2*—*3*)=6	0,31	8	0,31	6	0,31	7	0,31	7	0,31
6	5 (*1*—*2*)=1,5 (*2*—*3*)=3,5	0,41	5	0,41	4,5	0,41	4,5	0,41	4,5	0,41
7	4,5 (*1*—*2*)=1,5 (*2*—*3*)=3,0	0,41	4,5	0,41	4,0	0,41	4,5	0,41	4,5	0,41
8	4 (*1*—*2*)=1 (*2*—*3*)=3	0,5	4,0	0,5	3,5	0,5	4,5	0,5	4,5	0,5
9	3,5 (*1*—*2*)=1 (*2*—*3*)=2,5	0,5	3,5	0,5	3,0	0,5	4,0	0,5	4,0	0,5
10	3,5 (*1*—*2*)=1 (*2*—*3*)=2,5	0,6	3,5	0,6	3,0	0,6	3,5	0,6	3,5	0,6

Номер канала	Катушка и ее параметры (см. рис. 21) L_1		L_2		L_5		L_6		L_8	
	Обозначение выводов и число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода	Число витков	Диаметр провода
11	3 (*1*—*2*)=0,8 (*2*—*3*)=2,2	0,6	3,0	0,6	2,5	0,6	3,0	0,6	3,0	0,6
12	3 (*1*—*2*)=0,8 (*2*—*3*)=2,2	0,6	3,0	0,31	2,5	0,6	3,0	0,6	3,0	0,6

Примечание. Все катушки намотаны проводом типа ПЭЛ-1 или ПЭЛ-2 на каркасах диаметром 6 мм, изготовленных из эбонита. Катушки L_1 и L_2 настраиваются латунными сердечниками М5Х10, катушки L_5, L_6 и L_8 — сердечниками из феррита 100 НН, запрессованными в полистироловые пробки с резьбой М5.

риала (например, из гетинакса) приклеивают полоски латунной фольги шириной 10—15 *мм* в соответствии с монтажной схемой, изображенной на рис. 14. В просверленные в плате отверстия вставляют транзисторы T_1, T_2, T_3. Между транзисторами T_2 и T_3 по обе стороны платы устанавливают экранирующие перегородки размерами 60Х20 *мм*, которые припаивают к общему проводу, который после установки платы на корпус ПТК соединяют с ним в нескольких точках. Высокочастотный трансформатор $Тр_1$, помещенный в электростатический экран диаметром 12 и высотой 6 *мм*, вместе со всеми деталями моста (R_8R_{11}, $Д_1Д_2$, C_{17}, C_{18}, C_{24}) размещают в гетеродинной части платы. Перед пайкой необходимо просверлить все отверстия, в которые затем необходимо вставить предварительно залуженные выводы элементов. Пайку необходимо осуществлять с противоположной стороны платы, заливая выводы в отверстиях припоем. Такой метод достаточно прост, дает хорошую повторяемость электрических параметров, имеет малые паразитные монтажные емкости, доступен для повторения в радиолюбительских условиях.

Катушки ПТК монтируют на контактных съемных планках барабанного переключателя, причем между L_5, L_6 и L_8 необходимо установить экран, соединенный с общим контактом *9*. Еще лучше поставить цилиндрический экран на катушку L_8 и также соединить его с контактом *9*. Перечисленные меры уменьшения связи между смесителем и гетеродином необходимы для увеличения эффективности действия динамической АРУ преобразователя. Моточные данные катушек L_1, L_2, L_5, L_6 и L_8, расположенных в секциях барабана, даны в табл. 1. Их расположение на планках секций показано на рис. 15. Данные прочих моточных деталей ПТК перечислены в табл. 2. Необходимо отметить, что все элементы цепи подстройки гетеродина ($Д_3$, C_{20}—C_{22}, R_{17}, R_{20}) должны быть установлены в непосредственной близости к T_3 и только проводник между рези-

Таблица 2

Обозначения по схемам рис 10 и 21	Каркас	Число витков	Провод	Сердечник	Намотка
L_3	Без каркаса на оправке диаметром 6 *мм*	3	ПЭЛ 0,6	—	Рядовая
L_4	Полистирол диаметром 8 *мм*	12	ПЭЛ 0,15	100 НН, ⌀ = =2,8 *мм*	Рядовая
L_7	То же	22	ПЭЛ 0,15	100 НН, ⌀ =2,8 *мм*	Рядовая
Dp_1	Резистор ВС-0,25, 100 *ком*	30	ПЭЛ 0,15		Внавал
Dp_2	То же	45	ПЭЛ 0,15	—	Внавал
Tp_1	Кольцо из феррита 600 *НН*, размер 7×4×2 *мм*	I—20 II—9+9	ПЭЛШО 0,15 ПЭЛШО 0,15	—	Вторичную обмотку наматывают в два провода. Для образования отвода спаивают конец одного провода с началом другого. Наматывать обмотку II поверх обмотки I нельзя

сторами R_{19} и R_{20} может быть как угодно длинным. Катушка L_7 может располагаться вблизи транзистора T_2 без экрана.

Аналогичные переделки выполняются при использовании конструкции транзисторного ПТК заводского типа с той лишь разницей, что может быть сохранена имеющаяся плата и в некоторой степени может быть использовано старое расположение печатных проводников.

Регулировка и настройка ПТК. Параметры ПТК практически не зависят от того, подключен он к телевизору или нет. Поэтому его регулировку и настройку обычно проводят отдельно от телевизора. После проверки транзисторов и правильности монтажа на соответствующую точку ПТК подают постоянное напряжение величиной 12 *в* и начинают регулировку каскадов по постоянному току. На принципиальной схеме (см. рис. 10) указаны напряжения на электродах транзисторов и в других точках, измеренные относительно общего провода авометром с входным сопротивлением 10 *ком/в* При проверке эти напряжения могут отличаться от указанных на схеме на 20—30% в ту или другую стороны. Эмиттерный ток транзистора T_1, зависящий от сопротивления резистора R_4, должен быть порядка 3 *ма*, а транзистора T_2—0,2—0,7 *ма* при отключении от базы транзистора T_2 конденсатора C_{12} и 1—3 *ма* при подключенном C_{12}

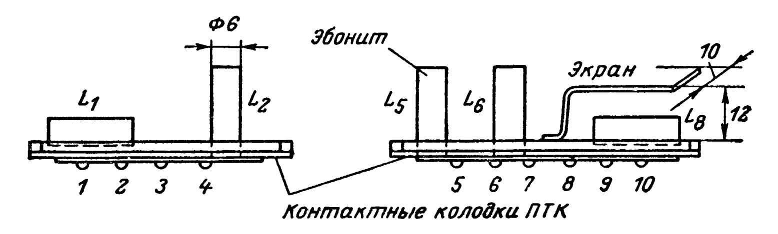


Рис. 15. Конструкция планок барабана ПТК.

(напряжения на электродах транзистора T_2, указанные на рис. 10, соответствуют второму случаю). Наличие указанных изменений тока эмиттера транзистора T_2 свидетельствует о нормальной работе гетеродина.

Убедившись в правильности режимов каскадов по постоянному току, приступают к настройке ПТК на интересующих нас каналах. Вначале настраивают УВЧ, для чего конденсаторы C_{12} и C_{13} отсоединяют, высокочастотный сигнал от генератора подают на гнездо $Г_1$, а детекторную головку лампового вольтметра присоединяют к гнезду $Г_2$. При таком включении транзистор T_2 выполняет роль буферного каскада для исключения влияния, которое вносилось бы при подключении детекторной головки непосредственно к выходу T_1. Настройка УВЧ существенно упрощается при использовании генератора качающейся частоты (прибор Х1-7 или аналогичные), но может быть также выполнена с помощью сигнал-генератора и лампового вольтметра с детекторной головкой. При настройке УВЧ добиваются, чтобы его частотная характеристика на частотах каждого канала имела вид, изображенный на рис. 16. Это достигается настройкой полосовых фильтров путем изменения индуктивности катушек L_1, L_2 и L_5, L_6 Если подстройка катушки сердечником не дает нужного эффекта, можно изменить в соответствующую сторону число ее витков. Емкость конденсатора C_6 подбирают такой величины, чтобы усиление на высокочастотных каналах было максимальным.

Коэффициент усиления напряжения, приведенный к одинаковому входному и выходному сопротивлениям УВЧ, получается на первых пяти каналах 4—8, на последних семи — 8—10. Усиление сме-

сителя, наоборот, уменьшается с ростом номера канала, а общее усиление напряжения ПТК должно быть примерно одинаковым на всех каналах и равным 15—20. После настройки УВЧ конденсаторы C_{12} и C_{13} припаивают на прежнее место.

Регулировку контуров гетеродина проще всего осуществить, присоединив к гнезду $Г_2$ настроенный блок УПЧ. В этом случае детекторную головку прибора Х1-7 или лампового вольтметра подключают к выходу УПЧ и затем при среднем положении движка резистора R_{19} подбирают индуктивность катушки L_8 (сердечником или отмоткой витков) по максимуму сигнала на выходе УПЧ. После настройки гетеродина проверяют работу АРУ в ПТК. Для этого резистор R_1 отсоединяют от базы T_1 и, подавая в цепь АРУ поло-

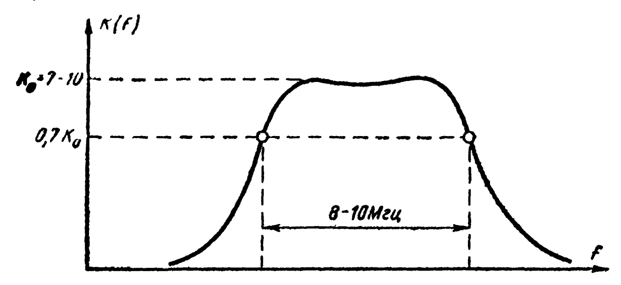


Рис. 16. Частотная характеристика усилителя высокой частоты блока ПТК.

жительное постоянное напряжение от 0 до 5 *в*, изменяют емкость диода $Д_2$. При равенстве емкостей диодов $Д_1$ и $Д_2$ мост оказывается сбалансированным и величина напряжения гетеродина на входе смесителя уменьшается до некоторого минимального значения, определяемого наводками гетеродина. Соответственно усиление ПТК должно уменьшаться в 20—50 раз за счет уменьшения коэффициента преобразования.

После балансировки моста, резистор R_1 вновь соединяют с базой T_1, постоянное напряжение 0—5 *в* подают через резистор R_1, отключив это напряжение от цепи АРУ. Затем подбирают такое сопротивление резистора R_1, при котором усиление УВЧ изменяется в 3—5 раз при крайних значениях напряжения (0 и 5 *в*). Таким путем удается добиться синхронной работы статической и динамической АРУ блока ПТК.

Отметим, что присоединение базы транзистора T_2 через конденсатор C_{24} к гнезду $Г_3$ позволяет при настройке УВЧ подключать детекторную головку вольтметра ко второму полосовому фильтру, а при настройке гетеродина измерять уровень напряжения гетеродина на базе смесителя и, следовательно, проверять наличие генерации. Кроме того, при окончательной настройке ПТК совместно с УПЧ на гнездо $Г_3$ можно подавать сигнал промежуточной частоты, а на выходе УПЧ включать детекторную головку. На этой же окончательной стадии проверки ПТК настраивают фильтр-пробку L_4C_5, для чего сигнал промежуточной частоты подают на гнездо $Г_1$ и, вращая сердечник катушки L_4, добиваются минимума сигнала на выходе УПЧ. После этого настройку ПТК можно считать законченной.

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) телевизора, как и любой широкополосный усилитель, должен обладать высокой эффективностью, т. е. произведением коэффициента усиления одного каскада на полосу пропускания. Кроме того, УПЧ должен иметь высокую избирательность по соседним каналам и обеспечивать возможность глубокой регулировки усиления при помощи АРУ. В ламповых УПЧ на пентодах, являющихся до частот 50 *Мгц* весьма эффективными усилителями, управляемыми напряжением (УУН), участие каждого каскада в формировании заданной частотной характеристики не ограничено условиями согласования и последствиями глубокой регулировки усиления. Поэтому в ламповом УПЧ обычно все перечисленные выше требования удовлетворяются в каждом каскаде.

Конструирование многокаскадных резонансных усилителей на транзисторах по такому принципу усложнено целым рядом обстоятельств. Параметры транзисторов имеют большие разбросы и сильно зависят от температуры и режимов по постоянному току. Абсолютные значения входных сопротивлений каскадов оказываются меньше эквивалентного резонансного сопротивления контуров, искусственно уменьшенного для расширения полосы пропускания до нужного значения. Это приводит к необходимости согласования каскадов и соответственно к потере усиления. Наконец, при регулировке усиления с помощью АРУ появляются недопустимые искажения частотной характеристики регулируемых каскадов. Поэтому в транзисторных УПЧ обычно устанавливают фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), к выходу которого подключают эффективный резонансный усилитель с регулируемым коэффициентом усиления и невысокой избирательностью. Один из вариантов такого УПЧ применен в описываемом телевизоре. Его принципиальная схема дана на рис. 17.

Принципиальная схема УПЧ. Фильтр сосредоточенной селекции может быть построен по нескольким схемам. Наибольшее распространение в телевизионных УПЧ получили фильтры с последовательными контурами (например, в телевизоре «Юность»), обладающие, как известно, малыми частотно-фазовыми искажениями. В УПЧ, представленном на рис. 17, используется ФСС, построенный по схеме Т-образного фильтра, дополненного двумя параллельно-последовательными контурами. Этот фильтр имеет малое затухание в пределах полосы прозрачности, высокую избирательность, глубокую режекцию несущей частоты звукового сопровождения и предельно прост в настройке, что весьма важно в радиолюбительской практике. Кроме того, этот ФСС позволяет легко изменять крутизну правого склона частотно-фазовой характеристики путем расстройки контура L_3, C_4 и тем самым регулировать в широких пределах четкость изображения. Для этих целей в схему ФСС введен диод $Д_1$, работающий как варикап. Емкость этого диода изменяется при помощи регулировки запирающего напряжения, снимаемого с потенциометра R_{19}. Запирающее напряжение подается на диод $Д_1$ через резисторы R_{17} и R_{18}. Сопротивления этих резисторов должны быть одинаковыми и равными характеристическому сопротивлению Т-фильтра. Частотные характеристики ФСС, приведенные на рис. 18 (кривые *2* и *3*), соответствуют двум крайним положениям потенциометра R_{19} — корректора четкости. Контуры Т-фильтра L_3C_4 и L_2C_6 фор-

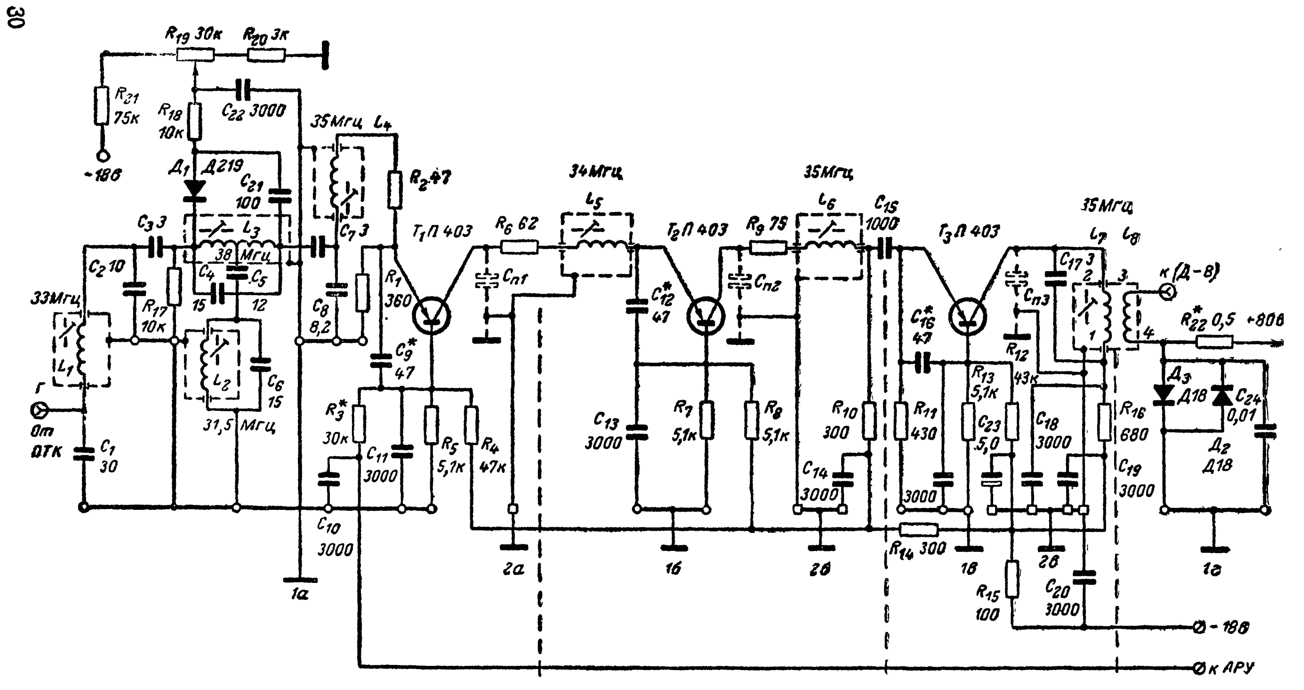


Рис. 17. Принципиальная схема УПЧИ на трех транзисторах, включенных по схеме с общей базой, с α-коррекцией в цепях эмиттеров; на входе включен четырехконтурный ФСС с регулируемой частотной характеристикой.

мируют главным образом склоны частотной характеристики, причем L_3C_4 определяет крутизну правого (по рис. 18) склона, а L_2C_6 — крутизну левого склона и глубину подавления несущей частоты звукового сопровождения $f_{зв}$, на которую он настраивается. Иногда для уменьшения подавления $f_{зв}$ параллельно C_5 включается резистор величиной 10—15 *ком*. Контуры L_1C_2 и L_4C_8 формируют центральную часть частотной характеристики ФСС, а также служат для согласования по току выходного сопротивления смесителя с входным сопротивлением Т-фильтра и выходного сопротивления Т-фильтра с

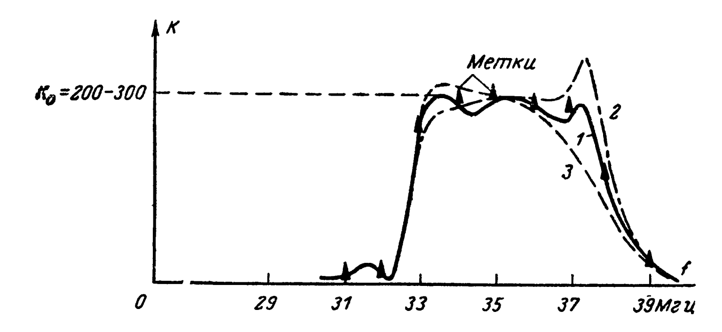


Рис. 18 Частотная характеристика УПЧ на трех транзисторах (см. рис. 17).

1 — в среднем положении движка потенциометра R_{27}; 2 и 3 — в крайних положениях потенциометра.

входным сопротивлением первого каскада УПЧ. Контуры Т-фильтра L_2C_6 и L_3C_4 настраивают соответственно на несущие промежуточные частоты 31,5 и 38 *Мгц*, а L_1C_2 и L_4C_8 — на 33 и 35 *Мгц*.

Усилитель построен по схеме УУТ с последовательными контурами и с α-коррекцией в цепи эмиттера каждого транзистора. Корректирующие конденсаторы C_9, C_{12} и C_{16} подбирают при настройке УПЧ по максимуму усиления. Для увеличения устойчивости и расширения полосы пропускания УПЧ до необходимой величины 5 *Мгц* последовательно с катушками L_4, L_5, L_6 включены резисторы R_2, R_6, R_9. Выходной контур УПЧ L_7C_{17} шунтируется входным сопротивлением видеоусилителя-детектора, причем степень шунтирования определяется коэффициентом трансформации между сильно связанными катушками L_7L_8. Нужно иметь в виду, что необходимость согласования выходного сопротивления транзистора T_3 и входного сопротивления видеоусилителя на промежуточной частоте для достижения максимального усиления приемника ограничивает возможность подбора коэффициента трансформации для получения номинальной полосы пропускания. Поэтому выходной контур УПЧ имеет обычно более широкую полосу пропускания.

Другая цепь управления УПЧ связана с устройством ключевой АРУ. Напряжение АРУ в положительной полярности подается через резистор R_3 на базу транзистора T_1. Начальное отрицательное смещение на этот транзистор подается через резистор R_4. Благодаря связи по постоянному току между транзисторами T_1 и T_2 измене-

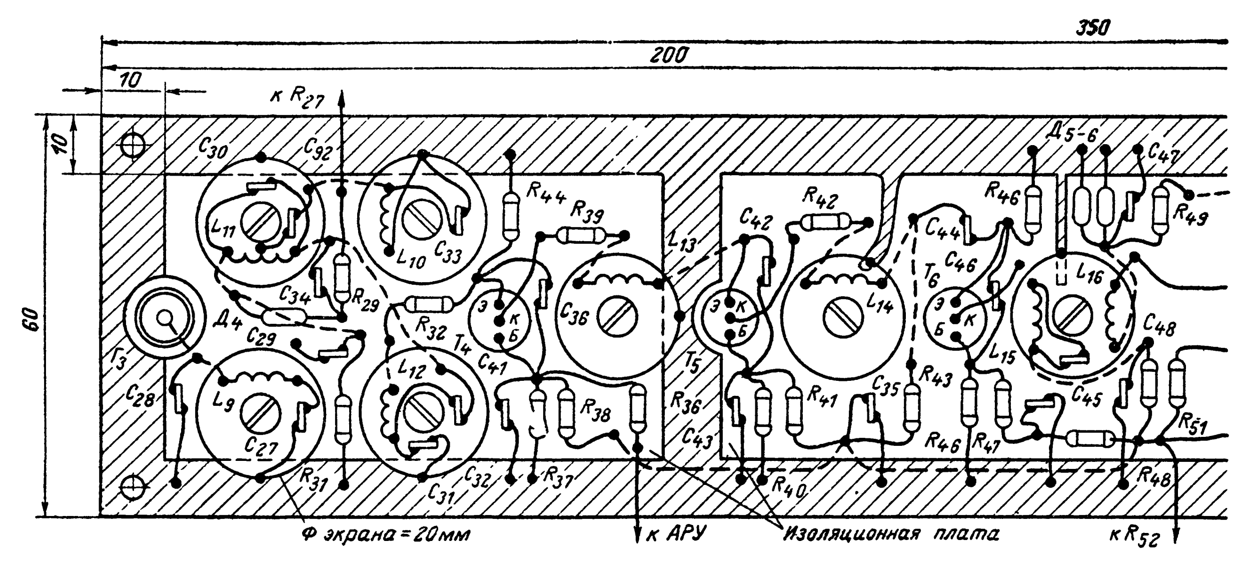
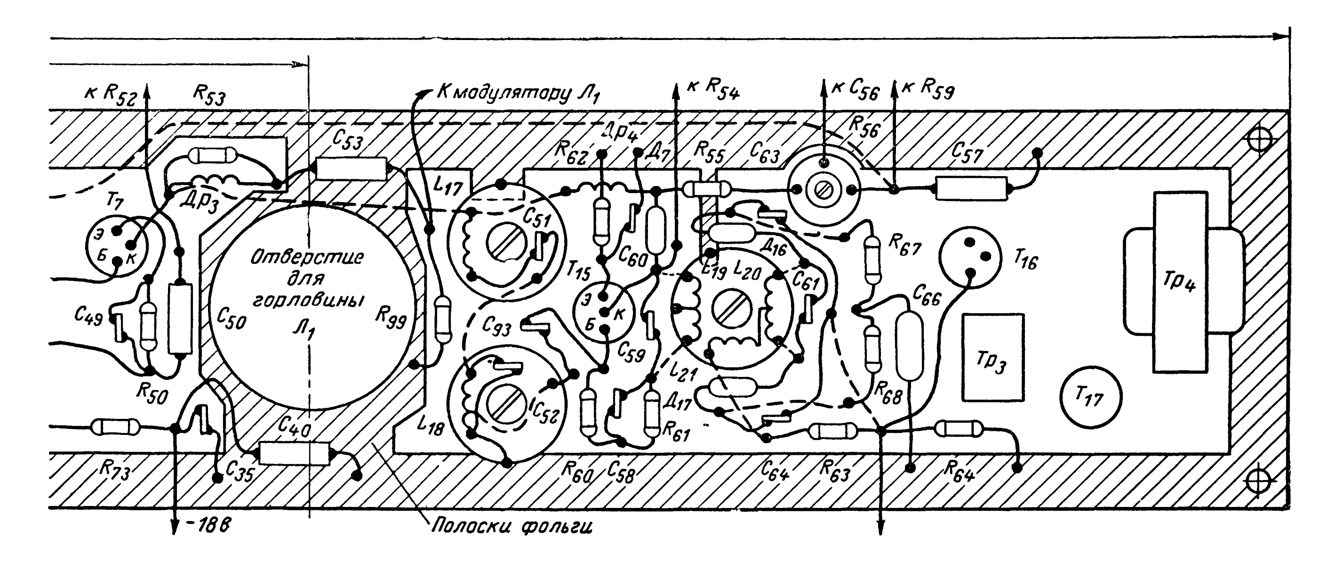


Рис. 19. Монтажная схема резонансных усилителей УПЧИ и УРЧ (пунктиром показаны проводники, расположенные за платой).



к R_{52}
R_{53}
К модулятору $Л_1$
к R_{54}
к C_{56}
к R_{59}
C_{53}
$Др_4$
R_{62}
$Д_7$
R_{55}
C_{63}
R_{56}
C_{57}
T_7
$Др_3$
L_{17}
C_{51}
C_{60}
T_{15}
$Д_{16}$
L_{19}
L_{20}
C_{61}
R_{67}
T_{16}
$Тр_4$
Отверстие для горловины $Л_1$
C_{49}
C_{50}
R_{99}
C_{93}
C_{66}
C_{59}
L_{21}
$Тр_3$
T_{17}
C_{52}
R_{50}
$Д_{17}$
R_{68}
R_{61}
C_{40}
L_{18}
R_{73}
C_{35}
R_{60}
C_{58}
C_{64}
R_{63}
R_{64}
-18в
Полоски фольги

ние запирающего напряжения на базе транзистора T_1 приводит к соответствующему изменению потенциала на эмиттере транзистора T_2. Таким путем осуществляется синхронная регулировка величины входного сопротивления транзистора T_1 и T_2, следовательно, добротности $Q_к$ катушек L_4 и L_5 соответствующих контуров. Как видно из формулы (3), изменение величины $Q_к$ приводит к эффекту регулировки усиления УПЧ. Глубина регулировки усиления первых двух каскадов оказывается 20—30 *дб*. Коэффициент усиления третьего каскада не регулируется. Режим работы T_3 по постоянному току выбран так, чтобы обеспечить максимальное усиление мощности для раскачки детектора-видеоусилителя. Для согласования выходного сопротивления T_3 со сравнительно малым входным сопротивлением каскада детектора-видеоусилителя используется резонансный трансформатор L_7L_8, витки катушек которого наматывают бифилярно. Все контуры резонансного усилителя настраивают на частоты в пределах полосы пропускания по принципу расстроенной тройки каскадов. Ориентировочные значения частот настройки указаны на рис. 17.

Конструкция УПЧ. При конструировании УПЧ необходимо учитывать ранее изложенные соображения. На рис. 19 приведен один из возможных вариантов расположения элементов УПЧ на плате, изготовленной из фольгированного гетинакса толщиной 2 *мм*. Как видно из этого рисунка, все каскады усилителей расположены «в линейку». Кроме того, плата располагается в корпусе телевизора вертикально. Благодаря этому ее плоскость пересекает горловину кинескопа, в результате чего значительно уменьшается расстояние от коллектора транзистора T_7 видеоусилителя до модулирующего электрода кинескопа. Моточные данные катушек УПЧ приведены в табл. 3. Отметим, что необходимо экранировать только контурные катушки. Никаких других экранов между каскадами, а также общий экран — волновод вдоль всей линейки усилителя устанавливать не следует, даже если в УПЧ будет использовано не три, а четыре каскада. При сборке УПЧ на плате базовые блокировочные цепи целесообразно присоединять к общему проводу по одну сторону от линии расположения транзисторов T_1—T_3, а коллекторные цепи — по другую. Следует иметь в виду, что при выполнении монтажа печатным способом ФСС и все коллекторно-эмиттерные цепи каскадов (L_4R_2, L_5R_6, $L_6R_9C_{15}$), а также верхние (по схеме) концы контура $L_7L_8C_{17}$ следует монтировать на пистонах или на стойках для уменьшения паразитных емкостей и увеличения эффективности УПЧ. Полезно также помнить оценки допустимой длины монтажных проводников между каскадами и в цепях электродов, блокированных на общий провод.

В корпусе телевизора блок УПЧ следует располагать таким образом, чтобы выводы катушки L_8 находились на минимальном расстоянии от входа каскада детектора-видеоусилителя. Вход УПЧ соединяют с выходом ПТК экранированным проводом с малой погонной емкостью. В описываемом телевизоре использовалась экранирующая оплетка провода длиной 25 *см* и диаметром около 4 *мм*, внутри которой была размещена кембриковая трубочка с центральным проводником диаметром 0,2 *мм*. При использовании для этой цели коаксиального кабеля РК-50 емкости конденсаторов C_{13} (см. рис. 10) и C_1 (см. рис. 17) следует уменьшить вдвое.

Регулировка и настройка УПЧ. Налаживание УПЧ начинается, как обычно, с проверки правильности монтажа и регулировки режимов транзисторов по постоянному току, которую ведут, отключив цепь АРУ. Сначала устанавливают ток транзисторов T_1 и T_2

Таблица 3

Обозначения по рис. 17	Число витков	Отвод
L_1, L_4	18	—
L_2	16	—
L_3	14	От середины
L_5, L_6, L_7	15	
L_8	6	

Примечание. Все катушки наматывают на эбонитовых каркасах диаметром 8 *мм* в один слой, виток к витку (L_7 и L_8 наматывают бифилярно в два провода) проводом ПЭЛ 0,15. Намотанные катушки заключены в круглые алюминиевые экраны с внутренним диаметром 20 *мм* и настраиваются сердечниками из феррита 100 НН диаметром 2,8 *мм*, запрессованными в полистироловые пробки с резьбой М5. Выводы *2* и *4* находятся в нижней части катушек L_7 и L_8.

(6—8 *ма*) и T_3 (8—10 *ма*) путем подбора сопротивлений резисторов R_4 и R_{12}. Затем, изменяя R_8 в небольших пределах, добиваются одинаковых падений напряжения между эмиттером и коллектором транзисторов T_1 и T_2, равных примерно 4—5 *в*. В таком режиме напряжение между эмиттерами и базами транзисторов должно составлять 0,2—0,25 *в* для T_1, T_2 и 0,25—0,3 *в* для T_3. Убедившись в правильности режимов транзисторов по постоянному току, можно приступить к регулировке резонансных систем усилителя.

Настройку, осуществляемую с помощью прибора ПНТ или сигнал-генератора и лампового вольтметра, в любом случае ведут в три этапа: настраивают ФСС, затем резонансный усилитель без ФСС и окончательно весь УПЧ в целом. Для настройки ФСС на усилитель питание не подается, а эмиттер T_1 соединяется с общим проводом через резистор сопротивлением около 30 *ом*. На вход ФСС через конденсатор емкостью 10 *пф* подается высокочастотный сигнал, а с точки соединения L_4 и R_2 выходной сигнал подается на детекторную головку ПНТ или лампового вольтметра. При настройке ФСС параллельно конденсатору C_1 (см. рис. 17) следует присоединить еще один конденсатор такой же емкости. После настройки дополнительный конденсатор удаляют. Контур L_3C_4, настраиваемый при среднем положении движка потенциометра R_{19}, формирует правый склон частотной характеристики ФСС, а контур L_2C_6 — соответственно левый склон. Контуры L_1C_2 и L_4C_8 обеспечивают равномерность характеристики в центральной части полосы пропускания ФСС, границы которой и точные частоты настройки указывались выше.

После настройки ФСС следует приступить к настройке трехкаскадного резонансного усилителя. Для этого отсоединяют вспомогательный резистор 30 *ом* в цепи эмиттера транзистора T_1, установленный на время настройки ФСС. Верхний (по схеме рис. 17) вывод резистора R_2 отключают от катушки L_4 и через конденсатор емкостью 100 *пф* подают на этот вывод высокочастотный сигнал от ПНТ или сигнал-генератора. К катушке L_8 присоединяют резистор сопротивлением 510 *ом* и детекторную головку ПНТ или лампового вольтметра. Конденсаторы C_9, C_{12}, C_{16} временно отключают и настраивают катушки L_5, L_6, L_7 усилителя на частоту 35 *Мгц* по максимуму показаний индикатора. После этого, подбирая емкости кон-

денсаторов C_9, C_{12} и C_{16} в пределах от 30 до 100 *пф*, добиваются увеличения усиления в 3—4 раза по сравнению с первоначально достигнутой. Одновременно с этим, расстраивая катушки L_5 и L_6, поддерживают необходимую форму частотной характеристики в полосе частот 5 *Мгц*.

Комплексная регулировка УПЧ не вызывает больших затруднений, если ФСС и резонансный усилитель настроены правильно. Вначале высокочастотный сигнал подают на вход ФСС и путем уточнения настроек всех контуров УПЧ формируют равномерную частотную характеристику, подобную приведенной на рис. 18 (кривая *1*). Затем УПЧ присоединяют к ПТК. Подавая высокочастотный сигнал на вход смесителя (гнездо $Г_3$ на рис. 10), окончательно уточняют настройки всех контуров УПЧ и фильтра в коллекторной цепи смесителя.

В заключение проверяют эффективность работы корректора четкости. Для этого потенциометр R_{19}, установленный на время настройки в среднее положение, поворачивают сначала в одно, а затем в другое крайнее положение. В результате расстройки контура L_3C_4 частотная характеристика УПЧ должна измениться, как показано на рис 18 (кривые *2* и *3*). Если изменения частотной характеристики превышают пределы, показанные на этих кривых, следует подобрать сопротивления резисторов R_{20} и R_{21}. На этом налаживание УПЧ можно считать законченным. Окончательная подстройка его теперь потребуется на стадии комплексной регулировки и настройки всего телевизора в целом.

ВИДЕОДЕТЕКТОР И ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ

Видеодетектор в современном телевизионном приемнике служит для демодуляции телевизионного сигнала и для смешивания несущих ПЧ изображения и звукового сопровождения. Разностная составляющая этих частот (6,5 *Мгц*) выделяется фильтром на выходе детектора и используется в качестве промежуточной частоты звука. С выхода видеодетектора иногда снимаются также видеоимпульсы для устройства АРУ и для амплитудного селектора канала синхронизации В большинстве транзисторных телевизионных приемников отечественных и зарубежных образцов применяется диодный (пассивный) видеодетектор, хотя в последнее время все чаще говорят о достоинствах активных видеодетекторов (гл. 1). При совмещении функций видеодетектора и видеоусилителя в одном каскаде можно сэкономить одну-две усилительных ступени в радиотракте телевизора.

Транзисторные видеодетекторы. На рис. 20, *а* приведен вариант видеодетектора на транзисторе T_2, включенном по схеме с общим эмиттером, относящийся к разряду так называемых коллекторных детекторов с режекторным контуром $L_р$, $C_р$, настроенным на несущую частоту ПЧ видеосигналов (38 *Мгц*). Этот детектор был предложен в [Л. 6]. Основным достоинством такого детектора является возможность совмещения противоречивых условий разделения токов промежуточной частоты и видеочастоты в нагрузке $R_н$, $Др_1$ и получения высокого коэффициента усиления видеосигнала на верхней частоте его (около 5 *Мгц*). В детекторе, собранном по схеме рис. 20, *а*, эти условия удается выполнить одновременно и на промежуточной частоте и на частотах видеосигналов.

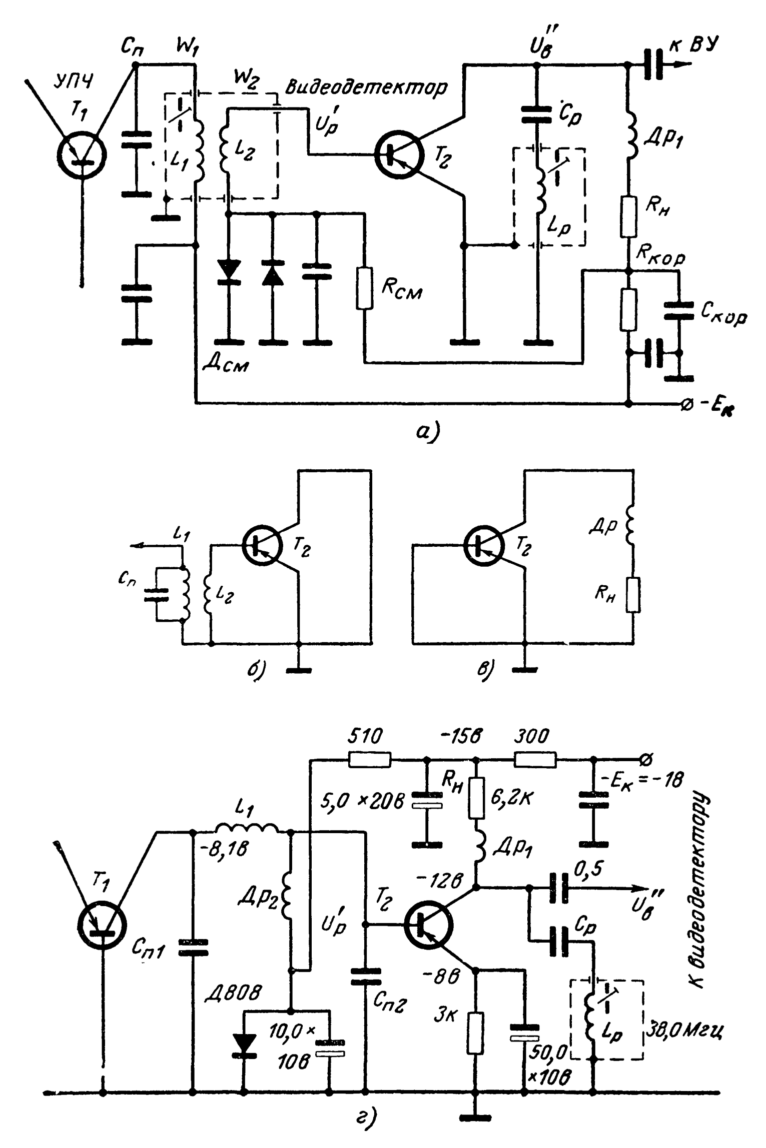


Рис. 20. К пояснению работы видеодетектора.

а — принципиальная схема транзисторного видеодетектора с режекторным контуром в коллекторной цепи и трансформаторной связью с УПЧ; *б* — схема (по переменному току) транзисторного видеодетектора на промежуточной частоте ($f=38$ *Мгц*), *в* — схема (по переменному току) транзисторного видеодетектора на частотах видеосигналов ($f \leqslant 6{,}5$ *Мгц*); *г* — принципиальная схема транзисторного видеодетектора с режекторным контуром в коллекторной цепи и дросселем на входе.

Действительно, на промежуточной частоте видеодетектор по переменному току представляет собой усилитель с замкнутым накоротко выходом (рис. 20, *б*) благодаря действию высокодобротного режекторного контура $L_рC_р$. Известно, что в таком случае каскад, где транзистор включен по схеме с общим эмиттером, будет иметь наибольшее входное сопротивление и наименьшую входную емкость ввиду отсутствия обратной связи на частоте 38 *Мгц*. Величина входного сопротивления будет определяться выражением

$$R_{вх.д} = r_б' + r_э\,|\beta|, \qquad (6)$$

где $r_э = 25/I_э$ (*ма*) ($I_э$ — среднее значение тока транзистора в динамическом режиме детектирования, равное обычно для П402, П403 1—2 *ма*, а $|\beta|$ — модуль коэффициента усиления тока на частоте 38 *Мгц*.

Следует иметь в виду, что именно это сопротивление должно быть согласовано с выходным сопротивлением $R_{вых}$ последнего каскада УПЧ, причем коэффициент трансформации $K_{тр}$ согласующего резонансного трансформатора должен быть равен:

$$w_2/w_1 = \sqrt{R_{вх.д}/R_{вых}}\ .$$

Если величина $K_{тр} \approx Q = f_0/2\Delta f$ (для УПЧ телевизора $Q \approx 5 \div 7$), то в качестве согласующего элемента можно принять последовательный контур $C_{п1}L_1C_{п2}$ [Л. 4, 8]. Тогда схема видеодетектора будет иметь вид, приведенный на рис. 20, *г*. В контуре $C_{п1}L_1C_{п2}$ должно быть выполнено условие $\sqrt{C_{п2}/C_{п1}} \approx Q$, причем $C_{п1} = C_{к.б} + C_м''$ — для транзистора T_1 (рис. 20, *г*), а $C_{п2} = C_{б.э} + C_м' \approx (5 \div 10)\ C_{к\,б}$ — для транзистора T_2 [см. формулу (19) и приведенное к ней соотношение $C_{б\,э}/C_{к.б}$].

Рассмотрим теперь коллекторный видеодетектор на частотах видеосигналов (рис. 20, *в*). Так как для этих частот сопротивление обмотки резонансного трансформатора УПЧ (L_2 на рис. 20, *а*) или дросселя ($Др_2$ на рис. 20, *г*) минимально, то на видеочастотах детектор может быть представлен в виде усилителя видеосигналов со входом, замкнутым накоротко. Так как сопротивление режекторного контура на видеочастотах очень велико, то можно считать, что коллекторная цепь детектора на видеочастотах будет содержать только сопротивление нагрузки $R_н$ и дроссель высокочастотной коррекции $Др_1$. При таких условиях коэффициент усиления детектора будет определяться в основном параметром $|\beta|$, измеренным на граничной частоте видеосигнала 5,5 *Мгц*, т. е.

$$K_{в\,д} = \frac{u_в''}{m u_р'} = |\beta|\frac{R_н'}{R_{вх}'}\ , \qquad (7)$$

где

$$1\,R_н' = \left(1/R_н + 1/R_{вых} + 1/R_{вх\,в.у}\right)\ ;$$

$R_{вых}$ — выходное сопротивление видеодетектора; $R_{вх.в.у}$ — входное сопротивление оконечного каскада видеоусилителя; $R_{вх}'$ — входное сопротивление видеодетектора на граничной частоте видеосигналов $f_{гр} \approx 5{,}5$ *Мгц*; m — глубина модуляции измерительного генератора (для теоретических расчетов $m = 1$).

Если в качестве T_2 применить транзистор типа П403, у которого произведение $f_{гр}|\beta|=100$ *Мгц*, то на частоте 5—10 *Мгц* величина $|\beta|$ будет порядка 10—20. Для оконечного каскада, собранного на транзисторе П309, отношение $R_н'/R_{вх}' \approx (0{,}2 \div 0{,}3)$. Таким образом, коэффициент усиления видеодетектора будет равен 5—6. Учитывая, что коэффициент передачи диодного видеодетектора, работающего непосредственно на видеоусилитель равен 0,05—0,1, при использовании видеодетектора по схеме рис. 20, *г* будет получен выигрыш в усилении 50—100 раз. Это эквивалентно, как уже было отмечено ранее, экономии двух каскадов в УПЧ или в видеоусилителе.

Совмещенный видеоусилитель — видеодетектор. Еще более эффективно видеодетектор работает тогда, когда этот же каскад одновременно выполняет функции видеоусилителя [Л. 4]. Совмещенный видеодетектор и видеоусилитель собирают на одном транзисторе. Входное сопротивление каскада согласуют с выходной ступенью УПЧ. Один из вариантов такого комбинированного каскада, собранный на транзисторе П309, применен в описываемом телевизоре (рис. 21). Принцип работы этого совмещенного видеодетектора — видеоусилителя, его эквивалентные схемы на частотах 6,5 и 38 *Мгц* и коэффициент усиления аналогичны видеодетектору, схема которого приведена на рис. 20. При расчете коэффициента усиления по формуле (7) следует иметь в виду, что выход каскада видеодетектора — видеоусилителя подключен к кинескопу, имеющему очень большое входное сопротивление; следовательно,

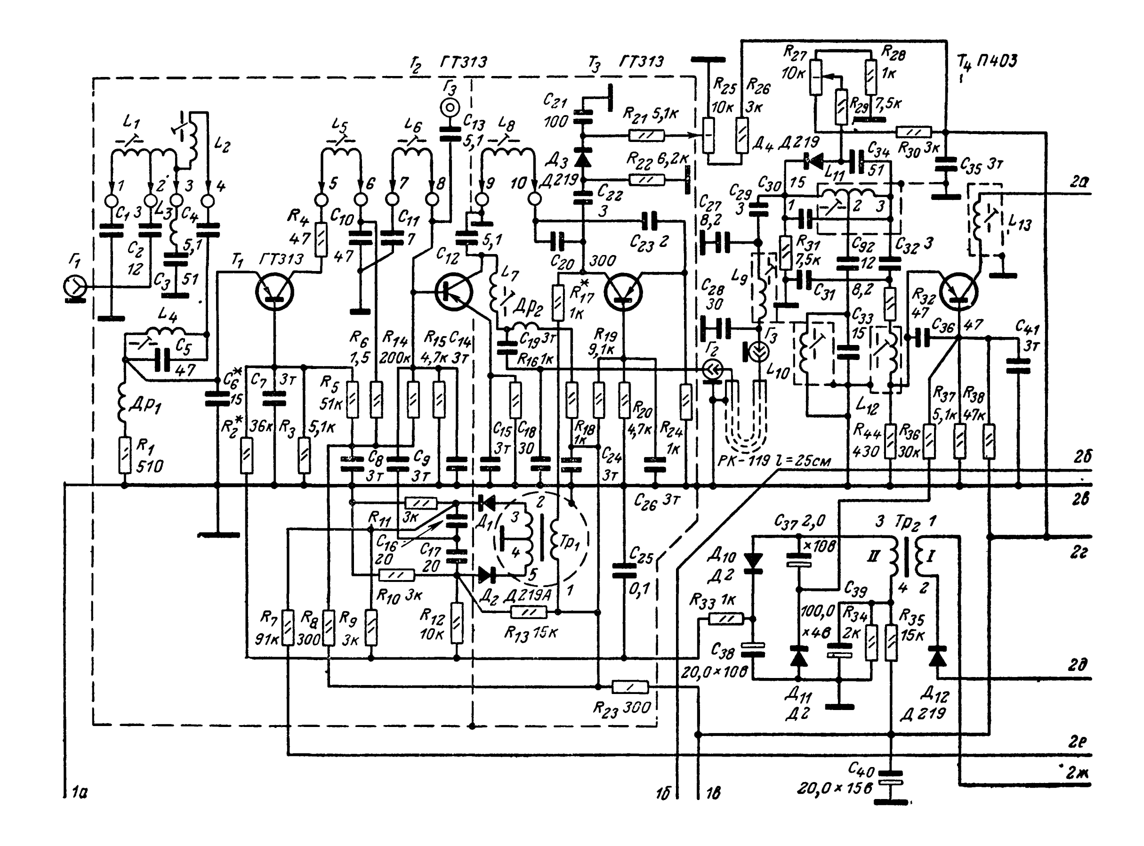
$$1/R_н' = 1/R_н + 1/R_{вых}\ .$$

Полный коэффициент усиления напряжения совмещенного каскада на транзисторах П309 будет равен примерно 50—200. При использовании высоковольтных транзисторов с более высокой граничной частотой коэффициент усиления будет больше и может достигать 200—300 (например, при использовании транзисторов типа КТ601А или КТ605А). Следует еще раз подчеркнуть, что достижение таких больших коэффициентов усиления в одном каскаде возможно только тогда, как это было рассмотрено при описании работы видеодетектора. В этих условиях обратная связь по напряжению практически отсутствует и усиление совмещенного каскада не ограничено рамками устойчивого коэффициента усиления и большой динамической входной емкостью, как это имеет место в обычном усилителе.

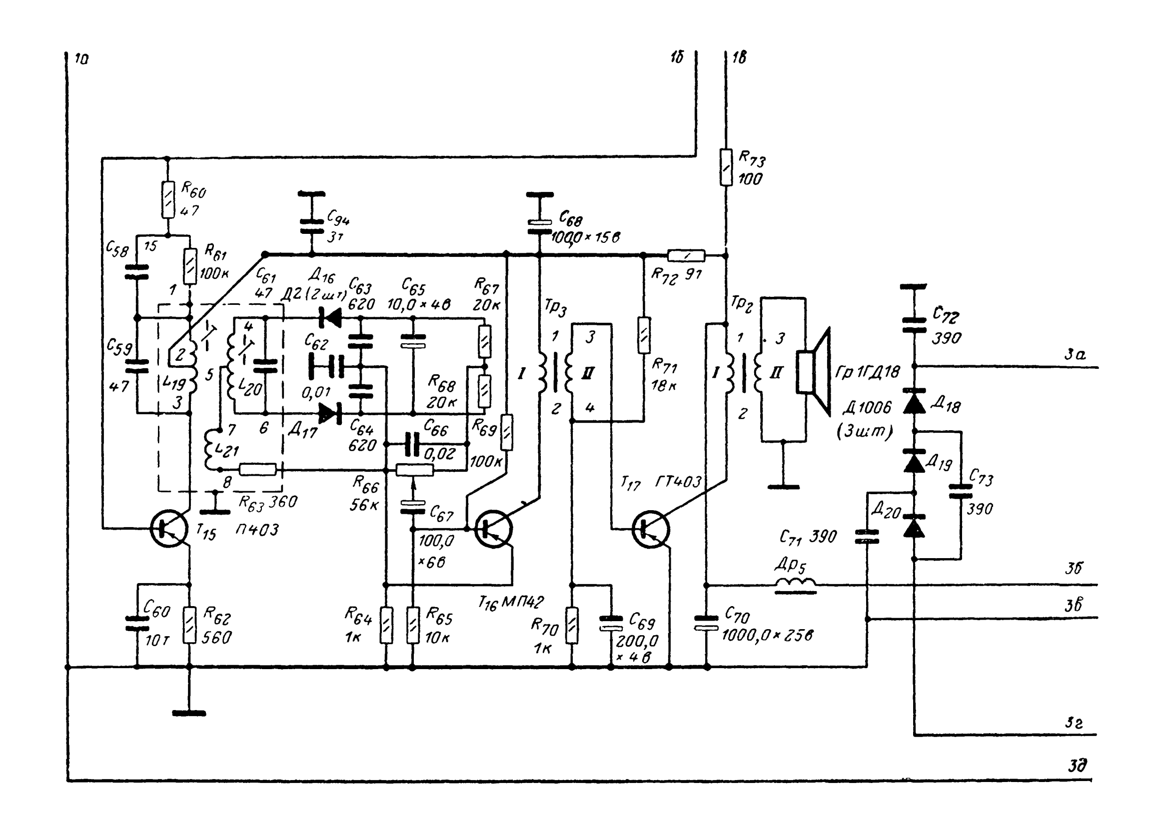
Данные катушек и корректирующих дросселей видеодетектора — видеоусилителя приведены в табл. 4.

Налаживание видеодетектора — видеоусилителя. Налаживание видеодетектора — видеоусилителя, как обычно, начинают с проверки правильности монтажа и режима транзистора по постоянному току. Вначале, подбирая сопротивление резистора R_{49} (рис. 21), устанавливают такое напряжение смещения на транзисторе T_7, при котором ток покоя в коллекторной цепи транзистора будет иметь величину 0,5—1 *ма*. Диод $Д_5$ служит для стабилизации рабочей точки транзистора, а диод $Д_6$ препятствует детектированию сигнала в базовой цепи каскада, приводящему обычно к снижению коэффициента усиления видеосигнала и ограничению динамического диапазона видеоусилителя.

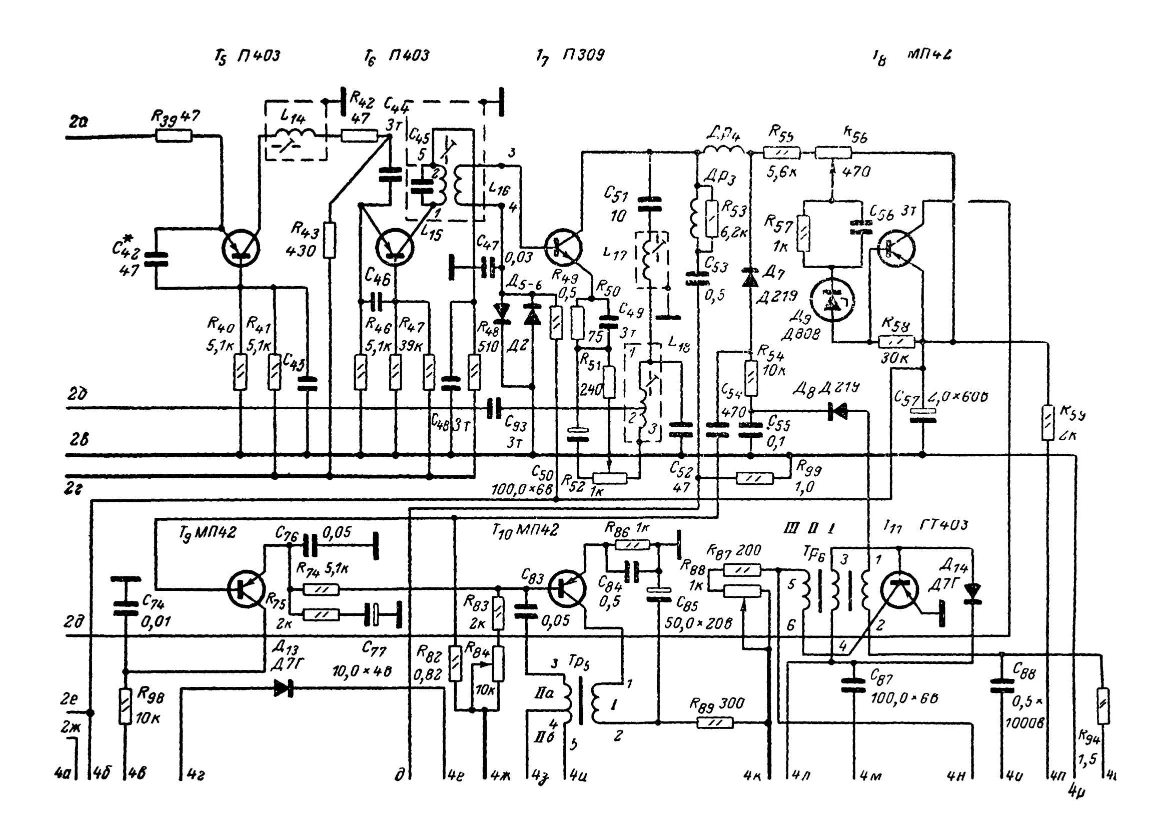
Затем настраивают контуры детектора — усилителя $L_{17}C_{51}$ на частоту 38 *Мгц*, $L_{18}C_{52}$ — на частоту 6,5 *Мгц*, а систему корректиру-


Т2 ГТ313
Т3 ГТ313
Т4 П403
Т1 ГТ313
Г1
Г2
Г3
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
L9
L10
L11
L12
L13
Др1
Др2
R1 510
R2* 36к
R3 5,1к
R4 47
R5 51к
R6 1,5
R7 91к
R8 300
R9 3к
R10 3к
R11 3к
R12 10к
R13 15к
R14 200к
R15 4,7к
R16 1к
R17* 1к
R18 1к
R19 9,1к
R20 4,7к
R21 5,1к
R22 6,2к
R23 300
R24 1к
R25 10к
R26 3к
R27 10к
R28 1к
R29 7,5к
R30 3к
R31 7,5к
R32 47
R33 1к
R34 2к
R35 15к
R36 30к
R37 5,1к
R38 47к
R44 430
С1 3
С2 12
С3 51
С4 5,1
С5 47
С6* 15
С7 3т
С8 3т
С9 3т
С10 47
С11 7
С12
С13 5,1
С14 3т
С15 3т
С16 20
С17 20
С18 30
С19 3т
С20 300
С21 100
С22 3
С23 2
С24 3т
С25 0,1
С26 3т
С27 8,2
С28 30
С29 3
С30 15
С31 8,2
С92 12
С32 3
С33 15
С34 51
С35 3т
С36 47
С37 2,0 ×10в
С38 20,0×10в
С39 100,0 ×4в
С40 20,0×15в
С41 3т
Д1
Д2 Д219А
Д3 Д219
Д4 Д219
Д10 Д2
Д11 Д2
Д12 Д219
Тр1
Тр2
I
II
РК-119 l=25см
1а
1б
1в
2а
2б
2в
2г
2д
2е
2ж

4—1052



1а
1б
1в
R60 47
R61 100к
C58
15
1
C59 47
C61 47
C94 3т
Д16 Д2 (2шт)
C63 620
C65 10,0×4в
C62
0,01
Д17
C64 620
C66 0,02
R67 20к
R68 20к
R69 100к
C68 1000,0×15в
R72 91
R73 100
Тр3
Тр2
R71 18к
L19
L20
L21
R63 360
R66 56к
C67 100,0 ×6в
T15 П403
T16 МП42
T17 ГТ403
C60 10т
R62 560
R64 1к
R65 10к
R70 1к
C69 200,0 ×4в
C70 1000,0×25в
Гр 1ГД18
C72 390
Д18
Д1006 (3шт)
Д19
C73 390
Д20
C71 390
Др5
3а
3б
3в
3г
3д



T5 П403
T6 П403
T7 П309
T8 МП42
2а
R39 47
L14
R42 47
C44 3т
C45 5
L16
L15
3
4
1
2
C42* 47
R43 430
C46
C47 0,03
Д5-6
Д2
R40 5,1к
R41 5,1к
C43
R46 5,1к
R47 39к
R48 510
C48 3т
C93 3т
R49 0,5
R50 75
C49 3т
R51 240
L17
L18
C51 10
C50 100,0×6в
R52 1к
C52 47
Др4
Др3
R53 6,2к
C53 0,5
R55 5,6к
R56 470
R57 1к
C56 3т
Д7 Д219
Д9 Д808
R58 30к
R54 10к
C54 470
C55 0,1
Д8 Д219
C57 2,0×600
R59 2к
R99 1,0
2д
2в
2г
T9 МП42
C76 0,05
R74 5,1к
R75 2к
C74 0,01
Д13 Д7Г
C77 10,0×4в
R98 10к
T10 МП42
R86 1к
C83
C84 0,5
C85 50,0×20в
R83 2к
R82 0,82
R84 10к
R87 200
R88 1к
Тр5
IIа
IIб
I
R89 300
Ш II I
Тр6
T11 ГТ403
Д14 Д7Г
C87 100,0×6в
C88 0,5×1000в
R94 1,5
2е
2ж
4а
4б
4в
4г
д
4е
4ж
4з
4и
4к
4л
4м
4н
4о
4п
4р

4*

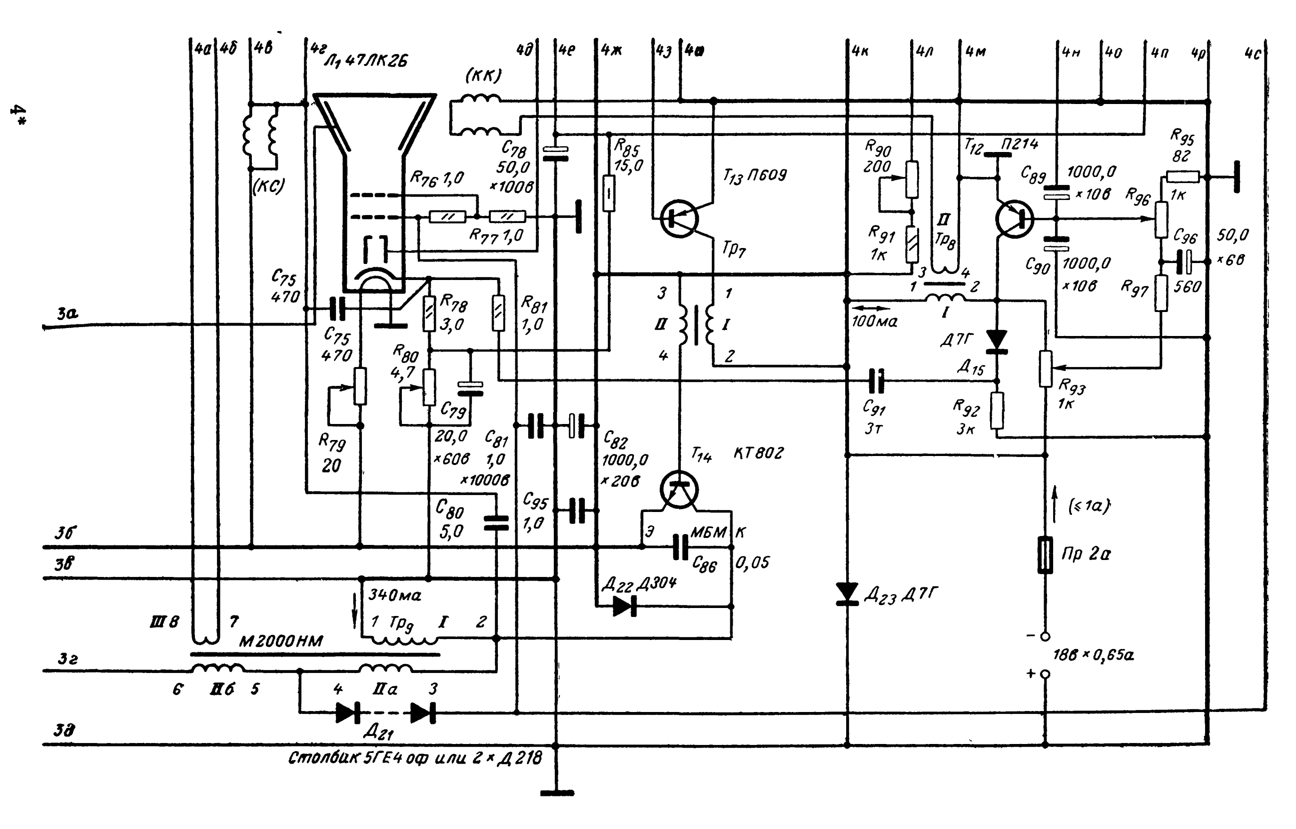


Рис. 21. Полная принципиальная схема телевизора на 17 транзисторах с кинескопом 47ЛК2Б (толстыми линиями показаны общие шины из полос фольги или толстого луженого провода).

Таблица 4

Обозначение по рис. 21	Число витков	Провод	Отвод	Сердечник
L_{17}	13	ПЭЛ 0,15	—	100 НН, ∅=2,8 *мм*
L_{18}	35	ПЭЛ 0,15	1—2 витков 2—3—10 витков	100 НН, ∅=2,8 *мм*
L_{19}	35	ПЭЛ 0,15	1—2—12 витков 2—3—23 витков	100 НН, ∅=2,8 *мм*
L_{20}	18+18	ПЭЛ 0,15	4—5—18 витков 5—6—18 витков	100 НН, ∅=2,8 *мм*
L_{21}	12	ПЭЛШО 0,15	—	100 НН, ∅=2,8 *мм*
Др$_3$	110	ПЭЛШО 0,12	—	100 НН, ∅=2,8 *мм*
Др$_4$	180	ПЭЛШО 0,12	—	100 НН, ∅=2,8 *мм*

Примечание. Катушки L_{17} — L_{21} намотаны на эбонитовых каркасах диаметром 8 *мм* в один слой, виток к витку, L_{20} — в два провода Дроссель *Др*$_4$ расположен на резисторе ВС-0,25 1 *Мом* или выше, а дроссель *Др*$_3$ — на резисторе ВС-0,25 6,2 *ком* (R_{53}). Оба дросселя намотаны внавал.

ющих дросселей *Др*$_3$ и *Др*$_4$ — на частоту 5—6 *Мгц*. Для этого ко входу транзистора T_7 параллельно катушке L_{16} присоединяют ГСС и через конденсатор емкостью 100 *пф* подают с него высокочастотный сигнал. Вначале настраивают режекторный контур $L_{17}C_{51}$, для чего к коллектору транзистора T_7 подключают высокочастотную детекторную головку лампового вольтметра, а на генераторе устанавливают частоту 38 *Мгц* Вращая сердечник L_{17}, добиваются минимального показания лампового вольтметра. Режекция получается вполне удовлетворительной, если при подаче от ГСС на вход видеодетектора — усилителя напряжения амплитудой 1 *в* на выходе этого каскада напряжение частоты 38 *Мгц* будет иметь величину 0,3—0,5 *в*.

Затем по шкале ГСС устанавливают частоту 6,5 *Мгц* и подают на видеодетектор — усилитель напряжение амплитудой 1 *в* Детекторную головку лампового вольтметра подключают к отводу катушки L_{18} и «земле». Вращая сердечник катушки L_{18}, добиваются максимального показания вольтметра.

Цепи коррекции видеоусилителя настраивают следующим образом. Между катушкой L_{16} и базой транзистора T_7 на время настройки включают резистор сопротивлением 300—800 *ом*. От ГСС на вход усилителя через конденсатор 0,1 *мкф* подают сигнал частотой от 1 до 6 *Мгц*. Детекторную головку лампового вольтметра присоединяют к нижнему (по схеме) выводу конденсатора C_{53} Параллельно детекторной головке ставят на время настройки видеоусилителя эквивалент паразитной емкости кинескопа величиной 5—10 *пф*. Подбирая индуктивности дросселей $Др_3$ и $Др_4$, добиваются полутора-двукратного подъема усиления каскада на частотах 4—6 *Мгц*. При этом на частоте 6,5 *Мгц* подключенный к конденсатору C_{53} ламповый вольтметр будет показывать режекцию сигнала, глубина которой должна соответствовать усилению транзистора T_7 порядка 5—10. Коэффициент усиления видеосигналов должен быть значительно больше и составлять на частоте 2 *Мгц* примерно 70—100 при использовании в качестве T_7 транзистора П309 и 120—200 в случае применения КТ605А Иногда при настройке видеоусилителя для наилучшей равномерности частотной характеристики на частотах 1—6 *Мгц* приходится подбирать номиналы резисторов R_{53}, R_{55} и деталей цепочки $R_{50}C_{49}$ в цепи эмиттера транзистора T_7. В конце процесса настройки следует проверить эффективность работы регулятора контрастности R_{52}, который должен изменять усиление каскада на всех частотах в 5—10 раз.

ПОЛНАЯ ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ТЕЛЕВИЗОРА НА 17 ТРАНЗИСТОРАХ

До сих пор мы подробно рассматривали приемник сигналов изображения телевизора ввиду того, что при его постройке в любительских условиях необходимо учитывать целый ряд специфических требований к расположению и монтажу элементов резонансных усилителей, к способам их регулировки и настройки и т д Остальные узлы телевизора будут последовательно описаны далее в соответствии с полной принципиальной схемой его, представленной на рис. 21 Схематическое расположение отдельных узлов в корпусе *1* телевизора приведено на рис. 22 Так как расположение деталей устройств синхронизации разверток гораздо менее критично, чем у резонансных усилителей, компоновка блоков кадровой развертки *7*, строчной развертки *6*, питания *5* и расположение органов управления на боковых стенках корпуса приводиться не будут. Остальные узлы телевизора расположены: резонансный усилитель разностной (6,5 *Мгц*) частоты, частотный детектор и УНЧ расположены на плате *4*, отдельные детали амплитудного и частотного селектора — на платах *4*, *6* и *7*, устройства инерционной синхронизации и ключево-

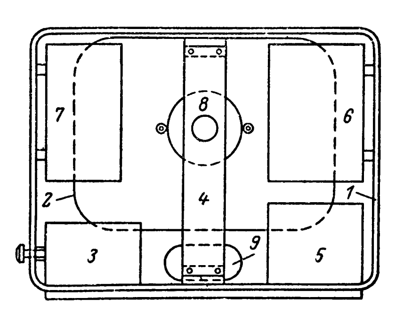


Рис. 22. Расположение плат блоков телевизора на шасси.

го АРУ — на плате *6*, цепи гашения обратного хода луча — на платах *6* и *7*, ПТК — *3*, кинескоп — *2*, отключающая система — *8*.

Усилитель разностной частоты (УРЧ) и УНЧ. В результате смешивания в транзисторе видеодетектора несущих ПЧ изображения (38 *Мгц*) и звукового сопровождения (31,5 *Мгц*) на выходе каскада на транзисторе T_7 фильтром $L_{18}C_{52}$ выделяется разностная частота 6,5 *Мгц*. По отношению к коллекторной нагрузке видеоусилителя на частоте 6,5 *Мгц* цепь $L_{18}C_{51}C_{52}$ ведет себя как режекторный контур. Трансформируемый в катушку L_{18} сигнал подается на вход однокаскадного резонансного усилителя разностной частоты УРЧ, собранного на транзисторе T_{15}, включенном по схеме с общим эмиттером с нейтрализацией. Коэффициент трансформации катушки L_{18} рассчитывается так, чтобы контур $L_{18}C_{52}$ шунтировался входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ транзистора T_{15} в допустимой степени. Степень шунтирования может быть определена по формуле

$$m_{2\Delta f} = \sqrt{2\pi C_{\text{К}} R_{\text{вх}} \cdot 2\Delta f}\ , \qquad (8)$$

где $C_{\text{К}} = C_{52}$ (рис. 21); $2\Delta f$ — полоса пропускания контура $L_{18}C_{52}$, равная примерно 300—500 *кгц*. Из формулы (8) видно, что $m_{2\Delta f} = w_{2\,3}/w_{2.3} = 0{,}3 \div 0{,}4$, где $w_{1:3}$ и $w_{2\,3}$ — число витков всей катушки и соответственно ее части.

Нагрузкой УРЧ является первичная обмотка резонансного трансформатора частотного детектора отношений. Контур $L_{19}C_{59}$ включен по автотрансформаторной схеме. С верхнего (по схеме) плеча ее снимается противофазное напряжение отрицательной обратной связи, подаваемое для нейтрализации каскада УРЧ через фазосдвигающую цепочку R_{60}, C_{58}, R_{61}. Частотный детектор отношений собран по стандартной схеме и работает, как обычно. Сигнал низкой частоты на вход первого каскада УНЧ снимается с потенциометра R_{66}-регулятора громкости через разделительный конденсатор C_{67}. Усилитель НЧ имеет два каскада, первый из которых нагружен согласующим, а второй (оконечный) — выходным трансформатором

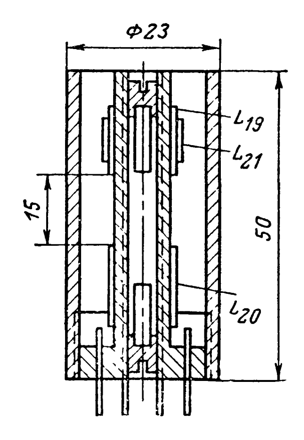


Рис. 23. Конструкция фазосдвигающего трансформатора детектора отношений.

Моточные данные катушек УРЧ даны в табл. 4, а конструктивный чертеж фазосдвигающего трансформатора частотного детектора (L_{19}, L_{20}, L_{21}) — на рис. 23. Данные трансформаторов $Тр_3$ и $Тр_4$ приведены в табл. 5

Настройка УРЧ осуществляется следующим образом. От генератора стандартных сигналов на выводы *2—3* катушки L_{18} подают напряжение 6,5 *Мгц* амплитудой 1 *в*. Детекторную головку лампового вольтметра присоединяют к средней точке L_{20} и, вращая сердечник L_{19}, добиваются максимального показания вольтметра. Если режим транзистора T_{15} по постоянному току подобран правильно и его ток коллектора равен 5 *ма*, то усиление *УРЧ* при измерении выходного напряжения на

Таблица 5

Обозначения по рис 21	Магнитопровод	Номер обмотки и выводов	Число витков	Провод
Tp_2	Кольцо из феррита 2000 НМ2, К20×10×6	I 1—2	180	ПЭЛ 0,15
		II 3—4	100	
Tp_3	Трансформаторная сталь Ш8×10	I 1—2	1000	
		II 3—4	360	ПЭЛ 0,2
Tp_4	Трансформаторная сталь Ш20×20	I 1—2	300	ПЭЛ 0,25
		II 3—4	80	ПЭЛ 0,6

выводе *2* катушки L_{19} должно быть в пределах от 8 до 12 *в*. Затем детекторную головку вольтметра подключают через конденсатор емкостью 2—3 *пф* к одному из крайних выводов L_{20} и вращают сердечники катушки L_{20}, а затем L_{19}, добиваясь максимальных показаний вольтметра. Настройку уточняют, проверяя симметрию плеч детектора отношений, балансируя их и подстраивая контур $L_{20}C_{61}$. Для первых двух операций необходимо между эмиттером транзистора T_{16} и движком потенциометра R_{66}, находящемся в левом (по схеме) положении, включить вольтметр постоянного тока с пределом измерений 1 *в* и внутренним сопротивлением не менее 10 *ком/в*. Вращая сердечник катушки L_{20}, добиваются нулевых показаний вольтметра на частоте 6,5 *Мгц*. После этого снимают амплитудно-частотную характеристику детектора в 10—12 точках путем расстройки генератора по обе стороны от частоты 6,5 *Мгц* на 100 *кгц*. Если получаемая S-образная кривая с нулем при частоте 6,5 *Мгц* будет несимметрична в полосе частот 200 *кгц*, необходимо произвести симметрирование плеч детектора. Если элементы плеч C_{63}, C_{64}, R_{67}, R_{68} одинаковы, а вывод от катушки L_{20} сделан точно от средней точки, то основной причиной асимметрии будет разброс диодов $Д_{16}$, $Д_{17}$ по величине прямого сопротивления (если обратные сопротивления много больше величин сопротивления резисторов R_{67}, R_{68}). Подбирая последовательно с диодом, прямое сопротивление которого ниже, резистор сопротивлением в пределах 100—1 000 *ом*, необходимо добиться удовлетворительной симметрии S-образной амплитудно-частотной характеристики.

Если элементы схемы УНЧ исправны и сама схема собрана правильно, то после наладки каскадов по постоянному току достаточно проверить работоспособность УНЧ, например, от звукоснимателя. Его чувствительность около 10 *мв* достаточна для получения номинальной мощности в громкоговорителе 1ГД18.

Импульсные устройства управления. К импульсным устройствам управления в телевизоре относятся амплитудный селектор синхроимпульсов, цепи разделения строчных и кадровых синхроимпульсов, узел инерционной синхронизации строчного задающего генератора, устройство ключевой АРУ и цепи гашения обратного хода луча кинескопа.

Амплитудный селектор собран на диоде $Д_7$ и представляет собой ограничитель, смещение на которой подается через резистор R_{94} от высоковольтного источника напряжения +500 *в*. Обычно полный видеосигнал снимают с 0,1 части коллекторной нагрузки и затем

подают на амплитудный селектор — усилитель-ограничитель с коэффициентом усиления 5—10. Учитывая, что входное сопротивление диодного селектора достаточно велико, а входная емкость мала, его можно подключать непосредственно ко всей активной нагрузке видеоусилителя и получать на выходе этого селектора синхроимпульсы примерно с такой же амплитудой, как с селектором на транзисторе. Смесь кадровых и строчных синхроимпульсов снимается с анода диода $Д_7$.

Цепи разделения строчных и кадровых синхроимпульсов состоят, как обычно, из дифференцирующей и интегрирующей цепей.

Устройство ключевой АРУ собрано на транзисторе T_8. Строчные синхроимпульсы с потенциометра R_{56}, включенного в коллекторную цепь видеоусилителя, подаются через цепь $R_{57}C_{56}$ и диод $Д_9$ на базу транзистора T_8. На коллектор этого транзистора поступают импульсы обратного хода строчной развертки, снимаемые с обмотки *III* выходного трансформатора $Тр_9$ строчной развертки. Для увеличения эффективности работы устройства АРУ выходное сопротивление транзистора T_8 согласовано с управляемыми каскадами ПТК и УПЧ при помощи трансформатора $Тр_2$. В обмотке *II* трансформатора $Тр_2$ возбуждается импульсное напряжение, которое выпрямляется раздельно детекторами на диодах $Д_{10}$ и $Д_{11}$. На диод $Д_{10}$ подается задерживающее напряжение с делителя R_{34}, R_{35} Выходное постоянное напряжение детектора на диоде $Д_{10}$ служит для АРУ ПТК. Выпрямитель на диоде $Д_{11}$ вырабатывает постоянное напряжение АРУ для УПЧ. Напряжение задержки на диод $Д_{11}$ не подается. Диод $Д_{12}$ служит для ограничения кратковременных импульсов строчной развертки положительной полярности на коллекторе T_8

Цепи гашения обратного хода луча обеспечивают получение импульсов положительной полярности, запирающих кинескоп на время обратного хода кадровой и строчной разверток. Кадровый запирающий импульс формируется в цепи R_{81}, C_{91}, R_{92}, $Д_{15}$. Конденсатор совместно с входным сопротивлением кинескопа образует дифференцирующую цепочку. Иногда для улучшения равномерности гашения последовательно с C_{91} полезно установить параллельно соединенные резистор сопротивлением 1 *Мом* и конденсатор емкостью 300—1 000 *пф*. Строчный запирающий импульс снимается с коллектора транзистора T_{14} и через конденсатор C_{75} подается на катод кинескопа. В цепь катода кинескопа включены резисторы R_{78} и R_{80}. Напряжение, падающее на этих резисторах в результате протекания по ним тока электронного луча, используется для регулировки яркости потенциометром R_{80}. Конденсатор установлен для того, чтобы при выключении телевизора в центре экрана не появлялась яркая светящаяся точка.

Блок строчной развертки. *Принципиальная схема.* Блок строчной развертки состоит из трех каскадов: задающего генератора T_{10}, предоконечного усилителя T_{13} и оконечного каскада T_{14} В качестве задающего генератора использован блокинг-генератор с коллекторно-базовой связью. Частота блокинг-генератора определяется цепью C_{83}, R_{83}, R_{84} и током смещения транзистора T_{10}, зависящим в свою очередь от тока смещения транзистора T_9. С части *IIб* вторичной обмотки блокинг-трансформатора $Тр_5$ снимается импульс отрицательной полярности и подается на базу T_{13}. Соотношение витков обмоток *I* и *IIб* трансформатора $Тр_5$ выбрано таким, чтобы выходное сопротивление блокинг-генератора было согласовано с входным сопротивлением предоконечного каскада.

Нагрузкой оконечного каскада блока являются строчные отклоняющие катушки *КС*, присоединенные к коллектору транзистора T_{14} через разделительный конденсатор C_{80}. Этот конденсатор выполняет также роль корректирующего элемента, вследствие чего его емкость окончательно подбирают опытным путем по максимальному размеру строк и минимальным нелинейным искажениям по горизонтали на краях растра. Основная мощность оконечного каскада идет на создание пилообразного тока в отклоняющих катушках. Часть же мощности используется для получения высоковольтных постоянных напряжений для питания кинескопа 500 *в* и 15 *кв* и видеоусилителя 80 *в*. Это достигается включением параллельно отклоняющим катушкам первичной обмотки высоковольтного трансформатора $Тр_9$, одновременно используемой в качестве дросселя в схеме параллельного питания транзистора T_{14} по постоянному току. К обмоткам *IIа* и *IIб* трансформатора $Тр_9$ подключены высоковольтные выпрямители; однополупериодный на селеновом столбике АВС-1000, позволяющий получить на выходе положительное напряжение 500—600 *в*, и выпрямитель с утроением напряжения на трех кремниевых диодах (столбах) Д-1006 с обратным напряжением 6 *кв* каждый. Последний выпрямитель обеспечивает на втором аноде кинескопа положительное напряжение 15—18 *кв* при токе 50 *мка*.

Особенности конструкции. Ввиду наличия в обмотках трансформатора $Тр_9$ больших импульсных напряжений они должны быть намотаны тщательно с соблюдением правил, указанных ниже. Строчные катушки имеющихся в продаже отклоняющих систем для использования в описываемом телевизоре непригодны. Их нужно намотать самому так, как рассказано в настоящем разделе.

Моточные данные трансформаторов блока приведены в табл. 6.

Таблица 6

Обозначение по схеме рис 21	Магнитопровод	Номер обмотки и выводов	Число витков	Провод
$Тр_5$	Трансформаторная сталь Ш8×10 *мм* или кольцо из феррита 2000 НМ2 К20×10×6	*I 1—2* *IIа 3—4* *IIб 4—5*	160 140 60	ПЭЛ 0,18 ПЭЛ 0,18 ПЭЛ 0,18
$Тр_7$	Феррит 2000 НМ2 Ш8×10 *мм*	*I 1—2* *II 3—4*	80 18	ЛЭШО 10×0,07 ЛЭШО 9×0,1
$Тр_9$	Феррит М2000 НМ2 П-образный 15×15 *мм*	*I 1—2* *IIа 3—4* *IIб 5—6* *III 7—8*	50 450 4500 5	ЛЭШО 9×0,1 ПЭВ-20,18 ПЭВ-20,1 ПЭВ-20,15

Обмотки *I*, *IIа* и *III* трансформатора $Тр_9$ наматывают на одном керне сердечника многослойной рядовой намоткой, прокладывая между слоями обмоток один слой триацетатной пленки толщиной

50 *мкм*, а между обмотками — три слоя такой пленки. При намотке необходимо следить, чтобы не было провалов витков из слоя в слой.

Следует обратить особое внимание на конструктивное выполнение обмотки *IIб* трансформатора $Тр_9$. Так как эта обмотка имеет большое число витков, она в основном определяет паразитную емкость трансформатора, величину которой необходимо по возможности уменьшить. Кроме того, при большом числе витков обмотки

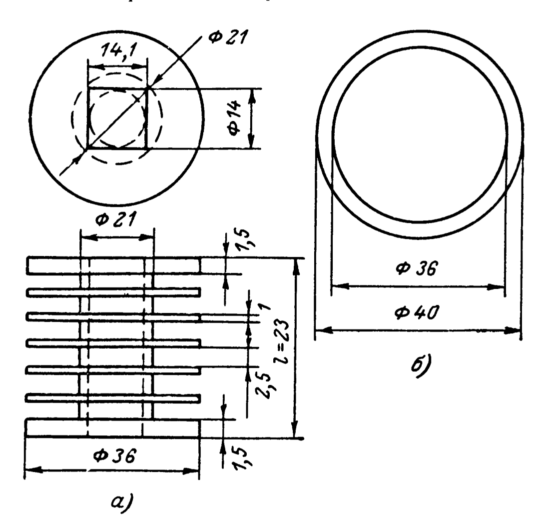


Рис. 24. Эскизы секционированного каркаса повышающего трансформатора строчной развертки (*а*) и цилиндрической крышки(*б*), одеваемой поверх каркаса после намотки.

важно во избежание пробоя не допустить во время намотки соприкосновения витков, расположенных в разных слоях. Далее будет описана конструкция секционированного каркаса для обмотки *IIб* трансформатора $Тр_9$, при котором можно гарантировать успешную работу этого трансформатора в любительских транзисторных телевизорах.

Чертеж каркаса представлен на рис. 24, *а*. Его изготовляют на токарном станке из материалов с высокими изоляционными свойствами, например из гетинакса, полистирола, органического стекла и др., а лучше всего из тефлона. Круглая форма щечек, разделяющих секции, и самого каркаса снаружи существенно облегчает намотку тонким проводом, так как он не цепляется за прямые углы каркаса и не обрывается. На рис 24, *б* показана обойма, которую плотно надевают на готовую катушку. Эта обойма полностью защищает обмотку от механических повреждений. Если же обойму приклеить к каркасу клеем типа «Суперцемент», тщательно заполнив им все щели между крышкой и каркасом, то такая конструкция ничем не будет уступать заводской, но даже превосходить ее, так

как у секционированной обмотки меньше паразитная емкость и больше электрическая прочность, чем у намотки типа «Универсаль», которая применяется в заводских условиях.

При намотке следует защищать изоляционной пленкой тот участок провода, который переходит из секции в секцию. Для защиты надевают на этот участок кусочек изоляционной пленки, сложенный вдвое по длине.

Ранее уже было отмечено, что строчные катушки заводских отклоняющих систем непригодны для описываемого телевизора. Здесь они должны быть намотаны проводником, состоящим из 80—100 изолированных друг от друга жилок диаметром 0,08—0,12 *мм* каждая (подробно необходимость в таком проводнике будет разъяснена далее). Если в телевизоре будет применен не кинескоп 47ЛК2Б, а с другим размером по диагонали или напряжение питания блока строчной развертки будет отличаться от 18 *в*, рассчитать число жилок $n_ж$ проводника, пригодного для намотки строчных отклоняющих катушек, и их диаметр, можно, пользуясь следующими эмпирическими формулами:

$$n_ж = 15\cdot\sqrt[4]{I_к^3\,(а)};\quad d_ж\,(мм) = 1{,}5\cdot10^{-2}\cdot\sqrt[4]{I_к\,(а)\,E_к^2\,(в)},$$

где $I_к$ — амплитуда отклоняющего тока в катушках, приблизительно равная коллекторному току оконечного транзистора, см. формулу (28), а $E_к$ — напряжение питания оконечного каскада.

Для намотки каждой строчной отклоняющей катушки описываемого телевизора необходимо изготовить около 10 *м* многожильного проводника из обычного провода типа ПЭВ-1 диаметром 0,1 *мм*. Применение проводов ПЭВ-2 нежелательно, так как это приводит к ухудшению коэффициента заполнения при намотке ввиду того, что изоляция провода ПЭВ-2 толще, чем у ПЭВ-1.

Как основу новой конструкции используют отклоняющую систему типа ОС-110, которую следует аккуратно разобрать. При разборке снимают ферритовое кольцо, кадровые катушки, седлообразные пластмассовые прокладки, изолирующие кадровые катушки от строчных, и, наконец, строчные катушки. Все детали отклоняющей системы, кроме пластмассовых прокладок и строчных катушек, сохраняют После окончания разборки одну из снятых строчных катушек накладывают на горловину кинескопа таким образом, чтобы она заняла свое обычное рабочее положение.

Придерживая катушку в таком положении, необходимо обвести тушью непосредственно на стекле кинескопа ее внутренний и внешний контуры. После этого, используя предварительно подготовленный многожильный проводник, начинают наматывать катушку прямо на горловине кинескопа. Намотку ведут от внутреннего обвода катушки к внешнему с постепенным увеличением числа витков при переходе на очередной обвод Так, например, при укладке на горловину кинескопа вдоль внутреннего обвода строчной катушки одного витка количество витков следующих по очереди обводов должно быть 2, 3, 4, 5, 6, 6, 7 — всего 34 витка, т. е. на внешнем обводе должно быть уложено 7 витков. При таком способе намотки катушки распределение витков в области отклонения луча будет соответствовать необходимому косинусоидальному. После укладки каждого очередного витка катушку следует смазывать клеем БФ-2 и уложенные витки временно закреплять вспомогательными прижимами — резиновыми поясками.

Изготовив обе катушки, необходимо, не дожидаясь их полного высыхания, собрать отклоняющую систему и, одев ее на горловину кинескопа, оставить на несколько дней для окончательной просушки. Тогда витки отклоняющей системы будут плотно прилегать к горловине кинескопа. При сборке системы вместо старых толстостенных седлообразных изолирующих прокладок между строчными и кадровыми катушками следует проложить тонкую изоляционную пленку. Это необходимо для того, чтобы новые строчные катушки, занимающие несколько больший объем, чем прежние заводские, поместились вместе с кадровыми катушками в пространство внутри ферритового кольца отклоняющей системы При стягивании этого кольца обжимкой необходимо следить, чтобы торцевые поверхности половин кольца плотно прилегали друг к другу.

Регулировка блока строчной развертки. Для настройки блока строчной развертки необходимо иметь осциллограф с отметчиком времени и авометр. Перед началом регулировки необходимо проверить монтаж Затем, прежде чем подключить к блоку источник питания, между его отрицательным полюсом и соответствующим зажимом блока необходимо включить предохранитель на 2 *а* и (на все время регулирования) амперметр со шкалой постоянного тока тоже на 2 *а*. Параллельно зажимам питания блока присоединяют полупроводниковый диод большой мощности, защищающий транзисторы блока от включения источника питания в обратной полярности. Если это случайно произойдет, то при наличии диода перегорит только предохранитель, а транзисторы останутся целыми.

Амперметр необходим для постоянного контроля тока, потребляемого настраиваемым блоком. Этот ток не должен превышать 0,5 *а* при любых изменениях параметров блока Возрастание тока сверх указанной величины свидетельствует о нарушении нормального режима транзисторов.

После описанной выше подготовки отсоединяют конденсатор C_{80} (рис. 21) от коллектора транзистора T_{14} и диоды $Д_{18}$, $Д_{19}$, $Д_{20}$, $Д_{21}$ — от обмоток *IIа* и *IIб* трансформатора $Тр_9$ и лишь затем подают на транзисторы T_9, T_{10}, T_{13} и T_{14} блока напряжение 18 *в* от источника питания. Если амперметр покажет ток не более 0,1 *а*, то в блоке отсутствуют перегрузки, опасные для транзисторов и можно начинать регулировку. Сначала проверяют наличие генерации в блокинг-генераторе (T_{10}). Если он генерирует, на базе транзистора T_{10} относительно общего провода должно быть небольшое положительное напряжение, меняющее знак при замыкании обмотки *I* $Тр_5$. Когда напряжение на базе при разомкнутой обмотке *I* отрицательно, то блокинг-генератор не возбуждается. В этом случае нужно поменять местами выводы *1—2* обмотки *I* $Тр_5$.. Если и тогда генерация будет отсутствовать, то либо допущены ошибки при монтаже, либо поставлены неисправные детали.

Добившись возбуждения, необходимо подогнать частоту колебаний блокинг-генератора, для чего к обмотке *I* $Тр_5$ подключают осциллограф с отметчиком времени, установленным так, чтобы метки следовали через 10 *мксек*. Подбирая конденсатор C_{83}, необходимо, чтобы импульсы блокинг-генератора следовали через 6,5 меток на развертке. Резистор R_{83} подбирают с таким расчетом, чтобы необходимый период колебаний (64 *мксек*) достигался в среднем положении движка потенциометра R_{84} Если осциллограф не имеет отметчика времени, его развертку можно прокалибровать с помощью звукового генератора.

Предоконечный каскад блока практически не требует регулировки Необходимо лишь подключить осциллограф поочередно к коллектору транзистора T_{10} и базам транзисторов T_{13}, T_{14} для проверки формы и амплитуды, которые должны соответствовать рис. 25,*а* — *г*. Убедившись в исправной работе каскадов блока, можно подключить отклоняющие катушки к транзистору T_{14}, для чего конденсатор C_{80} соединяют с коллектором транзистора T_{14}. При этом следует внимательно наблюдать за амперметром, который не должен показывать более чем 0,5 *а*. Подбирая взаимное направление включения катушек *КС* и емкости конденсаторов C_{80} и C_{86}

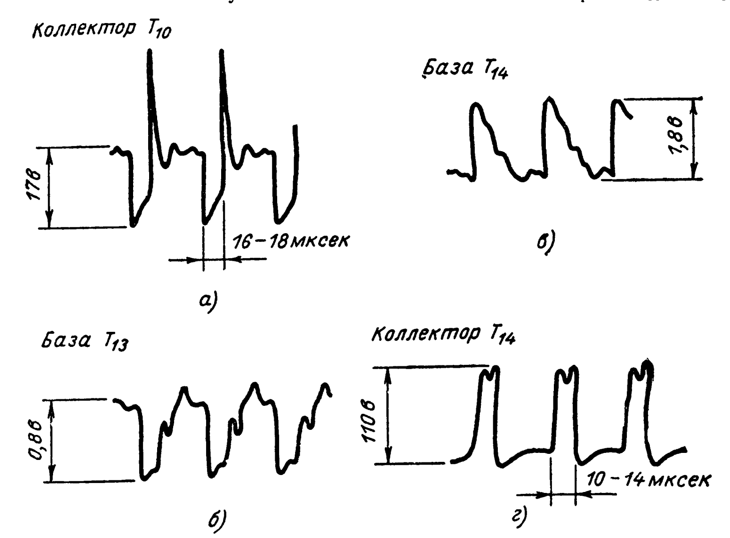


Рис. 25. Осциллограммы напряжений в разных точках блока строчной развертки.

по минимуму тока, протекающего через амперметр (200—250 *ма*), устанавливают наивыгоднейшие условия работы оконечного каскада. Примерные форма и амплитуда импульсов напряжения на коллекторе транзистора T_{14} должны соответствовать рис. 25,*г*.

При подборе емкости конденсатора C_{80} в блоке иногда возникают релаксационные колебания. В этом случае емкость конденсатора C_{80} необходимо уменьшить на 20—25%. Емкость конденсатора C_{86} подбирают в сторону уменьшения значения, указанного на схеме. Оптимальное значение C_{86} соответствует длительности обратного хода (10—12 *мксек*) и амплитуде 120 *в* импульса в коллекторной цепи транзистора T_{14}.

Если при подключении строчных катушек потребляемый ток возрастет сверх 0,4—0,5 *а* и его не удается уменьшить до указанных пределов, это может означать, что в отклоняющих катушках имеются замыкания или что они еще плохо высохли. Следует также иметь в виду, что при использовании стандартной отклоняю-

щей системы от промышленных транзисторных телевизоров, намотанной проводником с восемью жилками, потери энергии в катушках будут больше и соответственно минимальный ток блока должен составлять 0,35—0,4 *а*.

При регулировке следует стремиться выявить все нагревающиеся детали блока и устранить причину нагрева. Особое внимание должно быть уделено транзисторам T_{13}, T_{14}, конденсаторам C_{80}, C_{95}, C_{86}, трансформаторам $Тр_7$ и $Тр_9$ и диодам $Д_{18}$—$Д_{21}$. Температура всех перечисленных деталей не должна превышать 40 °С, в противном случае перегревающуюся деталь следует заменить.

В заключение проверяют работу высоковольтных выпрямителей. При регулировании каскадов блока строчной развертки необходимо отсоединить от схемы цепи высоковольтных выпрямителей, что предохранит от большого потребления тока замыкания в высоковольтных цепях, потери в вентилях из-за их низких обратных сопротивлений диодов и т. п.). Теперь же, когда каскады блока строчной развертки отрегулированы, можно подключить вентиль $Д_{21}$. Если селеновый столбик и конденсатор C_{81} исправны, то общий ток в цепи питания блока при их подключении к трансформатору $Тр_9$, практически не изменится, а на конденсаторе C_{81} авометр должен показывать напряжение 500—700 *в*. Аналогично проверяют работу высоковольтного выпрямителя с утроителем при помощи авометра с дополнительным добавочным высокоомным резистором. На «искру» проверять этот выпрямитель ни в коем случае нельзя, так как при такой проверке транзистор T_{14} может выйти из строя. Напряжение на конденсаторе C_{72} должно составлять 15—17 *кв*. На этом регулировка блока заканчивается.

Блок кадровой развертки. *Принципиальная схема и ее особенности.* Блок кадровой развертки необходим для получения отклоняющего тока пилообразной формы с периодом следования 20 *мсек*. Амплитуда пилообразного тока, определяемая главным образом углом отклонения луча, может быть значительно уменьшена по сравнению с амплитудой тока в строчных отклоняющих катушках, так как отсутствие жестких ограничений числа витков кадровых отклоняющих катушек ($w_{к.к}$) позволяет выполнить условие $w_{к.к} \gg$ $\gg w_{к.с}$. Кроме того, поскольку мощность отклоняющего тока в реальных отклоняющих катушках пропорциональна частоте развертки, оконечный каскад кадровой развертки оказывается сравнительно маломощным.

Блок кадровой развертки описываемого телевизора выполнен на двух транзисторах T_{11} и T_{12}. Он состоит из задающего генератора (T_{11}) и оконечного каскада (T_{12}). Задающий генератор представляет собой блокинг-генератор с коллекторно-базовой связью. Частотно-задающая цепочка $C_{87}R_{90}R_{91}$ определяет частоту пилообразного тока кадровой развертки, которую можно плавно регулировать при помощи потенциометра R_{91}. Параллельно обмотке *II* трансформатора $Тр_6$ присоединен диод $Д_{14}$, ограничивающий импульсы обратного напряжения на коллекторе транзистора T_{11}. В блоке применена импульсная синхронизация. Кадровый синхроимпульс в отрицательной полярности подается на обмотку *I* трансформатора $Тр_6$. При намотке *I* $Тр_6$ целесообразно сделать несколько отводов для подбора наивыгоднейшего числа витков этой обмотки при окончательной настройке.

В коллекторную цепь транзистора T_{11} включена зарядно-разрядная цепочка R_{87}, R_{88}, C_{89}, C_{90}. Конденсатор C_{89} выполняет также

роль разделительной емкости между транзисторами T_{11} и T_{12}. На зарядном конденсаторе образуется пилообразное напряжение амплитудой 0,5 *в*, управляющее оконечным каскадом. Этот каскад собран на транзисторе T_{12} по схеме с общим эмиттером, обладающей на низких частотах неоспоримыми преимуществами перед другими схемами включения. Амплитуда пилообразного напряжения регулируется зарядным сопротивлением R_{88}, а также потенциометром R_{96}, при помощи которого изменяется напряжение смещения на транзисторе T_{12}. Кроме того, потенциометр R_{96} служит для регулировки линейности по вертикали в верхней части растра.

Для уменьшения нелинейных искажений главным образом в нижней части растра оконечный каскад охвачен частотно-зависимой отрицательной обратной связью. Величина этой связи регулируется потенциометром R_{93} и зависит также от положения движка потенциометра R_{96} Оба эти потенциометра являются регуляторами линейности в противоположных участках растра, и некоторая взаимосвязь этих регулировок не имеет существенного значения. Интегрирующие звенья $R_{93}R_{97}C_{96}$ и $R_{96}C_{90}$ создают частотную зависимость отрицательной обратной связи (см. кривую *3* на рис. 5), приводящую к подавлению низкочастотных флуктуаций.

Остановимся подробнее на изучении роли низкочастотных процессов, которые являются основным источником нарушения чересстрочного разложения. Надо полагать, что с увеличением размеров экрана телевизора качеству чересстрочного разложения будет уделено гораздо больше внимания; этим и можно оправдать подчеркивание здесь роли флуктуаций в кадровой развертке.

На рис. 25,*а* приведена упрощенная схема расположения строк в двух соседних полукадрах. Как известно, система передачи изображения такова, что вначале передаются 312,5 нечетных строк одного полукадра, а затем со сдвигом на $\Delta h_{в}$ (рис. 25, *а*) остальные 312,5 четных строк второго полукадра. На экране телевизора за время каждого периода развертки вычерчивается 625 строк, но видеосигнал модулирует по яркости вначале только 312,5 нечетных строк, а затем, через 20 *мсек*, 312,5 строк четного полукадра, сдвинутых на $\Delta h_{в}$. Таким образом, между воспроизведением каждой строчки нечетного и четного полукадров проходит время 20 *мсек*.

Величина номинального размаха пилообразного напряжения ($U_{р.вх}$ на рис. 26, *б*) на входе оконечного каскада составляет примерно 1 *в*. Если считать этот размах $U_{р.вх}$ достаточным для развертки растра по высоте экрана кинескопа $h_{в}$, то для сдвига строки на величину $\Delta h_{в}$ на входе оконечного транзистора потребуется приращение напряжения порядка $\Delta U_{р\,вх} = U_{р\,вх}/625$, т. е. порядка одного милливольта. В действительности нарушение качества чересстрочной развертки становится заметным при $\Delta h_{в} < h_{в}/625$, поэтому оценку величины шумовых флуктуаций напряжения на входе оконечного транзистора будем вести для $\Delta h_{в} \approx 10^{-3} h_{в}$.

Согласно рис. 5, начиная с частот $f_{гр} = 10^3 \div 10^4$ *гц*, в транзисторах резко увеличиваются флуктуации коллекторного тока, что в пересчете ко входу транзистора эквивалентно некоторому шумовому источнику с среднеквадратичной амплитудой $\overline{U}^2_{ш}$. Величина $\overline{U}_{ш}$ при $f < f_{гр}$ пропорциональна $1/f$ и на частотах порядка 50 *гц* в режиме холостого хода на входе транзистора может превышать уровень белого шума ($\overline{U}_{ш.б} \approx 10$ *мкв*) в сотни раз, т. е. может достигать величины 1 *мв*.

Исходя из того, что частоте $f=50$ *гц* соответствует период 20 *мсек*, равный интервалу времени между моментами воспроизведения нечетного и четного полукадров, можно сделать вывод, что при определенных условиях амплитуда флуктуаций тока в транзисторах оказывается достаточной для сдвига строк одного полукадра относительно строк другого полукадра на величину $\Delta h_в$ Следовательно необходимо принимать специальные меры для подавления низкочастотных шумов. Необходимо при этом подчеркнуть, что шумовые флуктуации с частотами, значительно меньшими 50 *гц*,

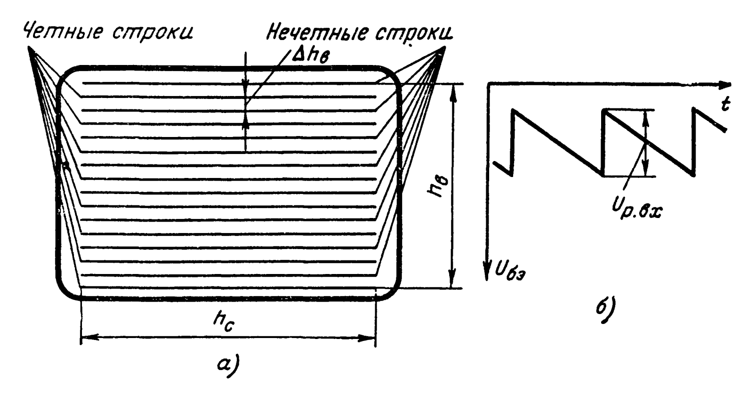


Рис. 26. К пояснению чересстрочного разложения изображения.

а — схема относительного расположения строк растра, образованного двумя полукадрами; *б* — форма напряжения на входе оконечного каскада кадровой развертки.

также опасны, как и более высокочастотные составляющие. Действительно, период более низкочастотных в сравнении с частотой $f=50$ *гц* флуктуаций будет больше 20 *мсек* и, следовательно, за интервал времени $\Delta t=20$ *мсек*, проходящий между воспроизведением двух полукадров, приращение напряжения на входе усилителя казалось бы соответствует лишь части амплитуды низкочастотной флуктуации. Однако сама амплитуда этих флуктуаций согласно рис. 5 растет пропорционально периоду составляющих шумового сигнала. Таким образом, все низкочастотные составляющие шума в интервале частот от 50 до 50/1000=0,05 *гц* одинаково опасны для устройств, влияющих на качество чересстрочного разложения.

К таким же последствиям будут приводить низкочастотные флуктуации, поступающие на задающий генератор кадровой развертки из блока синхронизации Основным методом борьбы с вредным влиянием фликер-шумов является разработка таких устройств, частотные характеристики которых обеспечивали бы ослабление или полное подавление сигналов на частотах ниже 50 *гц* Такую характеристику удается получить, например, в блоке кадровой развертки, схема которого приведена на рис. 21. Кроме цепи отрицательной обратной связи, ослабляющей флуктуации в оконечном каскаде, в этом блоке достигнуто ослабление низкочастотных шумов в цепи синхронизации кадрового блокинг-генератора.

Это достигается, во-первых, благодаря режиму короткого замыкания для низких частот на входе видеоусилителя (см. рис. 20, *в*), обеспечивающему значительное снижение низкочастотных шумов транзистора, и, во-вторых, благодаря подаче кадровых синхроимпульсов на обмотку *I* трансформатора $Тр_6$, через которую низкочастотные составляющие шума на частотах ниже 50 *гц* замыкаются накоротко. Надо отметить, что уменьшению роли шумов в описываемом телевизоре несомненно способствуют также отсутствие предварительных усилителей синхронизации и малое количество транзисторов в блоке кадровой развертки.

Данные моточных деталей блока перечислены в табл. 7.

Таблица 7

Обозначение трансформаторов по рис. 21	Магнитопровод	Номер обмотки и выводов	Число витков	Провод
$Тр_6$	Трансформаторная сталь Ш10×15	*I 1—2* *II 3—4* *III 5—6*	340 130 70	ПЭЛ 0,12
$Тр_3$	Трансформаторная сталь Ш20×22	*I 1—2* *II 3—4*	400 120	ПЭЛ 0,31 ПЭЛ 0,64

Регулировка блока кадровой развертки. Прежде чем изготовленный блок кадровой развертки будет включен в общую схему телевизора, он, как и другие самостоятельные узлы телевизора, должен быть предварительно отрегулирован и опробован в работе с отклоняющими катушками без кинескопа. Основной задачей индивидуальной регулировки каждого отдельного узла телевизора является установление номинальных режимов транзисторов по постоянному току и соответствующая подстройка схемы до получения заданных динамических характеристик. Если не проводить предварительной регулировки каждого блока, то при включении полной схемы будет весьма трудно установить причины нарушения ее работы. При налаживании блока кадровой развертки необходимо добиться получения наивыгоднейших режимов транзисторов по постоянному току, возбуждения колебаний в блокинг-генераторе, установить необходимый период его колебаний (20 *мсек*) и проверить амплитуду и форму сигналов в разных точках блока при различных положениях регулирующих потенциометров. Налаживание, как обычно, начинают с проверки монтажа. После этого к блоку присоединяют источник питания напряжением 18 *в* через цепочку, состоящую из предохранителя, амперметра и мощного диода так, как это описано в разделе «Регулировка блока строчной развертки». Если при его включении ток, потребляемый блоком, не будет превышать 200—300 *ма*, можно продолжать регулировку. В противном случае необходимо устранить причину перегрузки по току, которая может оказаться опасной для транзисторов. При проверке режимов по постоянному току потенциометром R_{96} необходимо уста-

новить токи в цепях коллектора и базы транзистора T_{12}, указанные на принципиальной схеме (см. рис. 21). Наличие напряжения колебаний в блокинг-генераторе проверяют, измеряя напряжение на базе транзистора T_{11} относительно его эмиттера. Если это напряжение имеет отрицательный знак и величину примерно 0,3 *в*, значит генерация отсутствует. Для того чтобы получить ее, необходимо поменять местами выводы обмотки *II* или *III* трансформатора $Тр_6$. Генерация может отсутствовать также, если пробит диод $Д_{14}$.

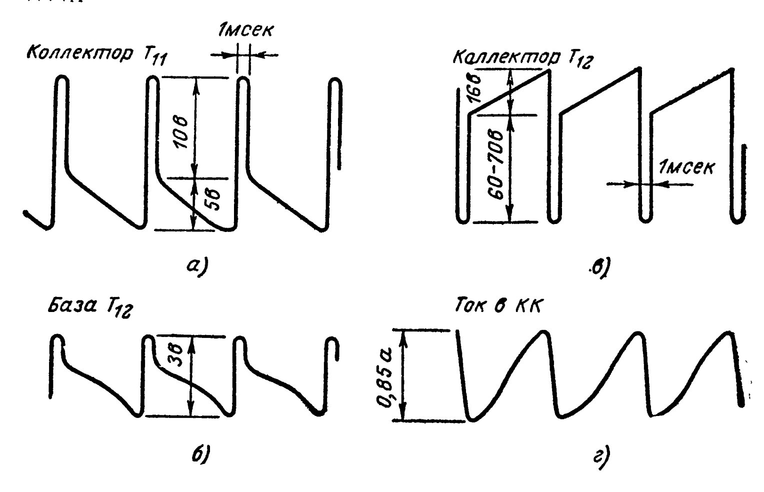


Рис. 27. Осциллограммы напряжений в разных точках блока кадровой развертки.

Добившись возбуждения блокинг-генератора, необходимо подключить осциллограф к коллектору транзистора T_{11}, предварительно переключив отметчик времени на предел 1 *мсек*. Подбирая резисторы R_{90} и R_{91}, добиваются длительности периода колебаний блокинг-генератора 20 *мсек* при среднем положении движка потенциометра R_{90}. Затем подключают осциллограф поочередно к коллектору транзистора T_{11}, базе и коллектору транзистора T_{12}. Кривые напряжений, которые должны быть видны при этом на экране электроннолучевой трубки осциллографа, показаны на рис. 27, *а* — *в*. Для проверки формы тока в кадровых отклоняющих катушках разрывают цепь, соединяющую с ними вывод *4* обмотки *II* трансформатора $Тр_8$, включают в этот разрыв (последовательно отклоняющим катушкам) резистор сопротивлением 1 *ом* и присоединяют параллельно ему осциллограф. На экране его электроннолучевой трубки будет видна кривая напряжения, форма которой идентична с формой тока в отклоняющих катушках (рис. 27, *г*). Цепи импульсной синхронизации генератора кадровой развертки требуют предварительной регулировки для получения согласования с интегрирующей цепью и амплитудным селектором. Условие согласования входного сопротивления блокинг-генератора $R_{вх.б.г}$: проще всего

установить опытным путем. Для этого, отсоединив цепь диода $Д_8$ от интегрирующей цепочки, вначале измеряют величину $R_{вх.б.г}$, затем к базе транзистора T_{11} подключают осциллограф или импульсный вольтметр, при помощи которых измеряют амплитуду импульсов на обмотке 3—4 $Тр_6$. Для измерений параллельно обмотке *II* подключают реостат 3 *ком*, изменением сопротивления которого первоначальную амплитуду импульсов уменьшают вдвое. Измеренное омметром сопротивление реостата в указанном положении движка соответствует величине $R_{вх.б.г}$, приведенной к обмотке *3—4*.

Включив теперь между базой T_7 и L_{16} резистор 1 *ком*, на базу транзистора T_7 через емкость 0,5 *мкф* подается сигнал частотой 50 *гц* и амплитудой 1 *в*. Ламповым вольтметром, присоединенным к конденсатору C_{55} (диод $Д_8$ отсоединен), измеряют усиленный видеоусилителем и прошедший через диод $Д_7$ и резистор R_{54} сигнал 50 *гц*. После этого параллельно конденсатору C_{55} подсоединяется реостат 50 *ком*, с помощью которого первоначальную амплитуду сигнала уменьшают вдвое (это достигается путем соответствующего изменения сопротивления реостата). Измеренное омметром сопротивление реостата будет соответствовать величине $R_{вых.с}$. Таким образом, точное значение числа витков обмотки (*1—2*) $Тр_6$ должно быть

$$w_{1.2} = w_{3.4} \sqrt{R_{вых.с}/R_{вх.б.г}}.$$

Поскольку параметры интегрирующей цепочки $R_{54}C_{55}$ приходится изменять при регулировке, а также вследствие того, что из-за разброса параметров T_{11} при настройке уточняются номиналы отдельных элементов схемы блокинг-генератора, величины $R_{вых.с}$ и $R_{вх.б.г}$ могут изменяться в некотором интервале. В заключение следует проверить эффективность работы регуляторов линейности (R_{96} и R_{93}). На этом налаживание блока кадровой развертки можно считать законченным.

Регулировка и настройка телевизора, собранного полностью. При регулировке телевизора, собранного полностью, добиваются правильного взаимодействия соединенных между собою отдельных узлов его, налаженных порознь, с целью обеспечения нормальной работы телевизора.

Перед началом этой регулировки необходимо убедиться в правильности присоединения всех блоков к положительному и отрицательному полюсам источника питания, в наличии всех соединений для передачи полезных сигналов от блока к блоку и в правильности подключения к телевизору кинескопа. После этого к источнику питания присоединяют детали устройства, защищающего транзисторы от перегрева и выхода из строя (см. рис. 21), временно, отпаяв от блоков отрицательный полюс источника питания, отключают ПТК, усилители ПЧ изображения и звука, усилитель низкой частоты и устройство строчной развертки. Затем на выходные зажимы питания телевизора подают напряжение 18 *в*. При этом амперметр должен показать ток, соответствующий нормально работающему блоку кадровой развертки. Полезно еще раз проверить с помощью приборов правильность работы этого блока.

После проверки работы блока кадровой развертки на подогреватель кинескопа $Л_1$ подают напряжение 6,3 *в* от отдельного трансформатора, а движок регулятора яркости R_{80} (см. рис. 21) устанавливают в верхнее (по схеме) положение, при котором яркость

на экране кинескопа должна быть максимальна. К отрицательному полюсу выхода защитного устройства присоединяют ранее отпаянный провод, соединяющий блок строчной развертки с этим устройством. Одновременно наблюдают за показаниями амперметра. Если блок строчной развертки работает исправно, как это было достигнуто при его индивидуальной регулировке, то амперметр должен показать приращение тока, известное по прежним испытаниям. Кроме того, на экране кинескопа должен появиться растр большой яркости, величину которой следует сразу же отрегулировать потенциометром R_{80}.

Возможно, что вместо растра на экране появится тонкая горизонтальная линия большой яркости. Это указывает на отсутствие отклоняющего тока в кадровых катушках. Появление яркой светящейся точки свидетельствует об отсутствии токов отклонения одновременно и в кадровых и в строчных катушках. Если в цепи строчных отклоняющих катушек имеется разрыв, то амперметр будет указывать на слишком малое потребление тока блоком строчной развертки (меньше 50 *ма*). При коротком замыкании в них потребляемый ток станет недопустимо большим. Возможно также полное отсутствие свечения экрана. В этом случае следует искать неисправность в цепях вспомогательных выпрямителей на 600 *в* или 15 *кв*.

После получения нормального растра на экране кинескопа накальную цепь его необходимо подключить постоянно к источнику напряжением 6,3 *в*, находящемуся в телевизоре. В качестве этого источника могут быть использованы специальная обмотка трансформатора Tp_9, обмотка сетевого трансформатора блока питания или отвод на 6 *в* от общей аккумуляторной батареи напряжением 18 *в*.

Теперь можно последовательно (поочередно) подключать к источнику питания усилители НЧ, ПЧ звука, ПЧ изображения и ПТК, каждый раз проверяя правильность работы очередного подключенного блока. Указанная очередность подключения отдельных узлов телевизора исключает опасность возникновения перегрузок.

На этом можно закончить первую стадию регулировки. После ее завершения на экране кинескопа должен появиться растр, на котором при подаче на вход ПТК от ГСС модулированного радиосигнала должны появиться горизонтальные полосы, а в громкоговорителе, кроме того, должны быть слышны звуковые сигналы с частотой модуляции.

Таким образом, после первой стадии общей регулировки телевизора должны правильно работать соединенные между собой блоки телевизора, отсутствовать перегрев деталей и транзисторов при длительном включении его (не менее чем в течение часа), а радиосигналы беспрепятственно проходить от входа ПТК до кинескопа и громкоговорителя.

На следующей стадии регулировки уточняют настройку резонансных контуров УВЧ и гетеродина блока ПТК, УПЧ изображения, видеоусилителя, УПЧ звука и детектора отношений. Подстройку контуров ведут по приборам в полном соответствии с методами, описанными ранее. Затем переходят к уточнению настройки всех узлов телевизора непосредственно по изображению на экране кинескопа. При этом в первую очередь проверяют правильность включения отклоняющих катушек, а также качество работы цепей синхронизации и окончательно устанавливают пределы плавной регулировки часто-

ты кадров (R_{90}, R_{91}) и частоты строк (R_{83}, R_{84}), окончательно подбирают все элементы, помеченные звездочками, проверяют работу АРУ и окончательно подстраивают вторичный контур $L_{20}C_{61}$ детектора отношений

На этом регулировка телевизора заканчивается.

О деталях, примененных в телевизоре. Как отмечалось во «Введении», выбору типов пассивных элементов транзисторных схем следует уделять значительно больше внимания, чем в ламповых схемах. Это объясняется тем, что транзисторные схемы имеют на один-два порядка бо́льшие токи переменных и постоянных составляющих, чем в ламповых схемах, и, следовательно, потери в пассивных элементах схем будут значительно больше.

Особое внимание следует уделять выбору типов конденсаторов для высокочастотных усилителей, некоторых конденсаторов в цепях строчной развертки, отклоняющей системы и импульсных трансформаторов.

В описываемой здесь конструкции блоков ПТК, УПЧ и УРЧ применены керамические дисковые конденсаторы типов КЛС и КДС. Эти конденсаторы обладают малой паразитной индуктивностью, практически равной индуктивности выводов. Если длина выводов не превышает 10—12 *мм*, то паразитная индуктивность получается порядка единиц наногенри, что допустимо для любой цепи телевизоров, схемы которых даны на рис 21 и 29. Эти конденсаторы могут быть заменены опрессованными слюдяными (КСО), но в этом случае длина их выводов не должна превышать 8—10 *мм*. Размеры плат усилителей в этом случае тоже несколько возрастут.

Все резисторы схем на рис. 21 и 29 типа МЛТ мощностью 0,125 *вт* (кроме специально отмеченных в схемах). Могут быть применены и любые другие типы резисторов (УЛМ, ВС, УЛИ и др.). Длина выводов резисторов во всех цепях не имеет принципиального значения и может быть любой в пределах длины их собственных выводов. Исключения составляют лишь резисторы R_4, R_{10}, R_{11}, R_{32}, R_{39}, R_{42} на рис. 21, длина выводов которых не должна быть больше 10 *мм*.

Следует уделить должное внимание выбору и правильной установке в схему конденсаторов оконечного каскада строчной развертки. Это прежде всего конденсаторы C_{80}, C_{81}, C_{86}, C_{95}. Эти конденсаторы должны иметь низкие потери при больших напряжениях с частотой 15 *кгц*. Этому требованию удовлетворяют конденсаторы типа МБМ и некоторые типы бумажных конденсаторов. Электролитические конденсаторы здесь применять нельзя. Практически пригодность того или иного конденсатора может быть определена опытным путем на отрегулированном телевизоре по отсутствию нагревания их корпуса при непрерывной работе более часа. При включении конденсаторов C_{86} и C_{95} необходимо предельно уменьшать длину их выводов. Конденсатор C_{86} должен быть включен, как и диод $Д_{22}$, прямо между эмиттером и коллектором транзистора T_{14} (см. рис. 21), а конденсатор C_{95} — между точками заземления вывода *1* трансформатора $Тр_9$ и эмиттером T_{14}. Аналогично обмотка *3—4* трансформатора $Тр_7$ должна быть включена прямо между базой и эмиттером транзистора T_{14}.

Что касается конструкции катушек индуктивности, в данном телевизоре, как отмечалось, применены самодельные каркасы и сердечники настройки. Отдельные детали и чертеж контура УПЧ в сборе приведены на рис. 28.

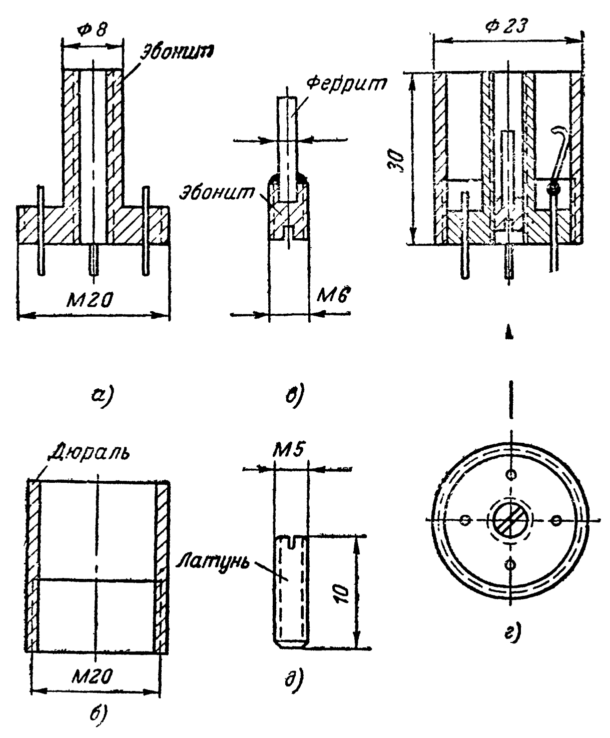


Рис. 28. Конструкция контура и подстроечного сердечника УПЧ.

а — каркас; *б* — экран; *в* — подстроечный сердечник из феррита; *г* — контур в сборе; *д* — латунный сердечник.

При отсутствии каркасов диаметром 8 *мм* и сердечников из феррита 100 НН все катушки от L_9 до L_{21} (см. рис. 21) могут быть намотаны по данным, приведенным в соответствующих таблицах, на каркасах катушек УПЧИ телевизора «Рубин-102» с сердечником из карбонильного железа.

ТЕЛЕВИЗОР НА 12 ТРАНЗИСТОРАХ

Ранее был подробно описан телевизор, содержащий меньшее количество транзисторов (17), чем многие известные [Л. 15, 17—20]. Из этого можно заключить, что коэффициент использования усилительных свойств транзисторов в этом телевизоре достаточно высок, особенно если учесть, что практически во всех узлах телевизора имеется некоторый запас по усилению. Описываемый ниже 12-транзисторный телевизор является результатом модернизации 17-транзисторного (см. рис. 21), которая оказалась возможной при использовании резервов, заложенных в последнем. При разработке

нового телевизора преследовалась цель показать потенциальные возможности современных массовых транзисторов при использовании их в устройствах телевизоров.

Следует иметь в виду, что так как запас усиления в отдельных узлах 12-транзисторного телевизора практически отсутствует, для получения необходимых качественных показателей здесь требуется более тщательное налаживание всех узлов. Здесь недопустимы потери усиления даже из-за незначительного рассогласования каскадов или неточности настроек контуров. Поэтому, несмотря на меньшее число использованных транзисторов, этот телевизор не менее сложен, чем описанный ранее.

Переключатель телевизионных каналов выделен на рис. 29 пунктирными линиями. Он собран на двух транзисторах T_1 и T_2. Усилитель ВЧ блока ПТК (транзистор T_1) не отличается от описанного ранее (см. рис. 10). Каскад на транзисторе T_2 является преобразователем, выполняющим две функции — смесителя и гетеродина. По отношению к входному сигналу транзистор T_2 включен по схеме с общей базой. Последовательный контур L_6C_{10}, являющийся вторичным звеном полосового фильтра $L_5C_7L_6C_{10}$, включен последовательно входному сопротивлению транзистора T_2, имеющему индуктивный характер. Иногда удается несколько увеличить усиление смесителя путем шунтирования эмиттера транзистора T_2 конденсатором емкостью 3—10 *пф*. Роль этого конденсатора (на рис. 29 он не показан) аналогична корректирующему конденсатору C_8, установленному в цепи эмиттера транзистора T_1. Следует иметь в виду, что изменение номиналов деталей и режима преобразовательного каскада ПТК влияет как на его усиление, так и на частоту гетеродина. Поэтому после каждого этапа регулировки преобразователя необходимо подстраивать контур гетеродина. В ПТК на рис. 29 АРУ охвачен только УВЧ. Регулирующее приращение напряжения усиленной АРУ в положительной полярности из коллекторной цепи транзистора T_4 подается через фильтр $R_{26}C_{81}$ (10 *мкф*, 300 *ом*) и резистор R_1 на базу транзистора T_1. Сопротивление резистора R_1 обычно уточняется при регулировке. При тщательной настройке двухтранзисторного ПТК, содержащего совмещенный преобразователь, коэффициент усиления получается примерно таким же, как и в трехтранзисторном ПТК с отдельным гетеродином, однако получить эти результаты гораздо труднее из-за критичности режима совмещенного преобразователя.

Усилитель УПЧ сигнала изображения на двух транзисторах типа КТ-315 (T_3 и T_4) собран по схеме, аналогичной трехкаскадной схеме на рис. 17. На входе усилителя установлен ФСС, в который входят катушка L_7, установленная в блоке ПТК, и катушки L_9, L_{10}, L_{11}, L_{12}. Схема, регулировка, настройка и управление формой частотной характеристики ФСС аналогичны тому, который показан на рис 21. Исключение составляет только ширина полосы пропускания ФСС, которая в данном случае уменьшена до 4,5—5 *Мгц* вместо прежних 5,5 *Мгц*. Это сделано для того, чтобы увеличить коэффициент усиления усилителя ПЧ настолько, чтобы было возможно получить при двухкаскадном УПЧ необходимую чувствительность телевизора. Для этих же целей в базовые цепи обоих транзисторов УПЧ включены катушки L_{14} и L_{17}. Благодаря наличию этих катушек каждый каскад усилителя с последовательными контурами, управляемого током, работает в режиме умножения добротности этих контуров. Благодаря применению катушек L_{14} и L_{17},

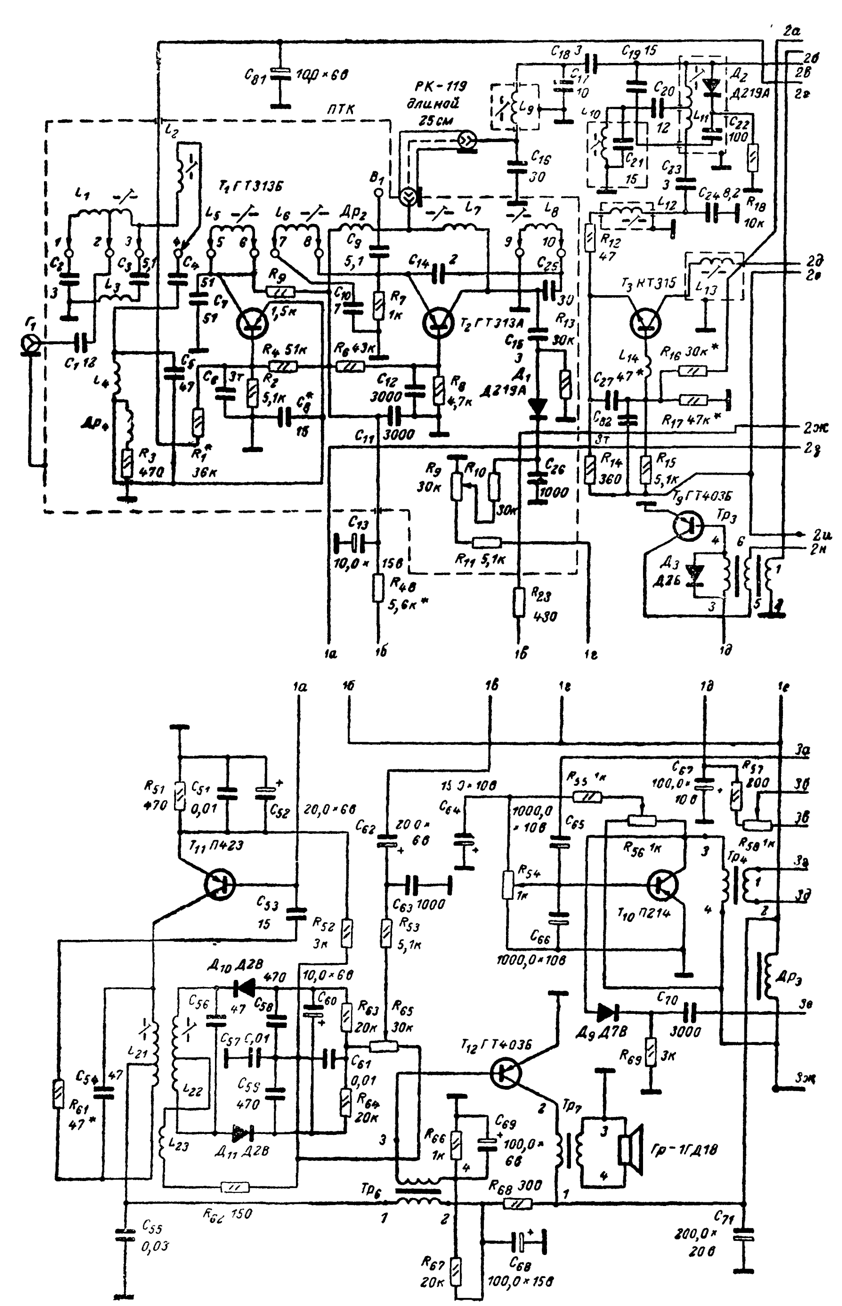
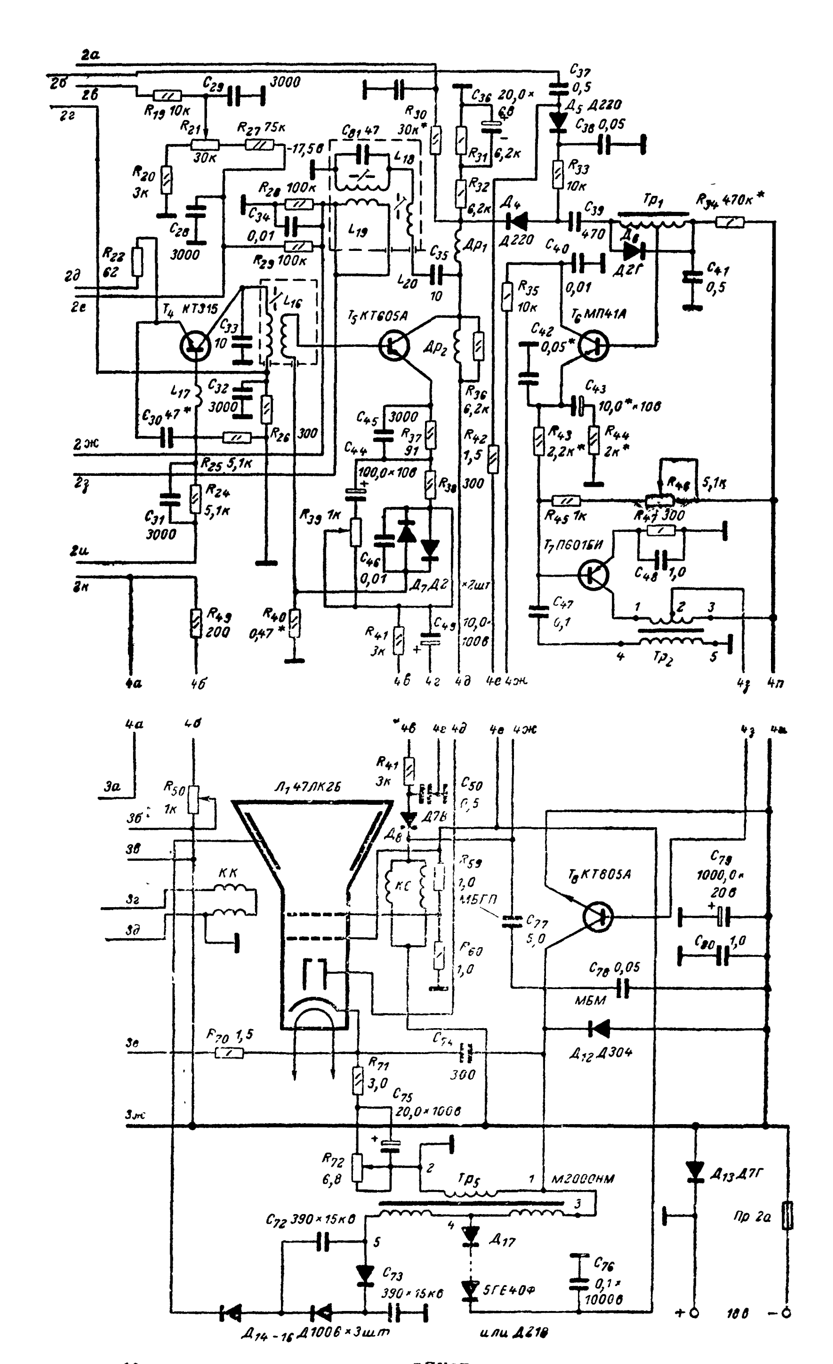


Рис. 29. Принципиальная схема телевизора



на 12 транзисторах с кинескопом 47ЛК2Б.

а также корректирующих конденсаторов в эмиттерных цепях транзисторов удается повысить коэффициент усиления каждого каскада УПЧ до 10—11. По постоянному току транзисторы УПЧ включены последовательно. Это позволяет в 2 раза уменьшить ток управления АРУ, который в данном случае подается только на базу транзистора T_3, но управляет усилением обоих каскадов УПЧ.

Видеодетектор, совмещенный с оконечным каскадом видеоусилителя (T_5), амплитудный селектор на полупроводниковом диоде, согласованный импульсными трансформаторами с соответствующими цепями управления задающих генераторов развертки, каскад инерционной синхронизации частоты строчного генератора (T_6) и блок кадровой развертки (T_9, T_{10}) аналогичны примененным в телевизоре, схема которого показана на рис. 21.

Узел строчной развертки собран на двух транзисторах (T_7, T_8). Задающий генератор на транзисторе T_7 представляет собой блокинг-генератор с базово-коллекторной связью, собранный на транзисторе средней мощности с высоким коэффициентом усиления тока. Большой коэффициент усиления необходим для того, чтобы повысить эффективность синхронизации блокинг-генератора устройством АПЧ и Ф (транзистор T_6). Транзистор средней мощности в задающем генераторе установлен для того, чтобы исключить предварительный каскад усиления и непосредственно обеспечить раскачку оконечного каскада развертки (T_8). Это достигается тем легче, чем выше коэффициент усиления тока транзистора оконечного каскада строчной развертки. Поэтому в этом каскаде предпочтительнее использовать германиевые транзисторы или же кремниевые с повышенным коэффициентом усиления. Следует помнить, что увеличение коэффициента усиления оконечного транзистора, работающего в режиме больших колебаний, способствует уменьшению амплитуды пилообразного тока за счет увеличения импульса обратного напряжения во время обратного хода развертки (в конечном счете за счет увеличения числа витков отклоняющих катушек и соответственно увеличения напряжения питания коллекторной цепи).

Усилитель разностной частоты (УРЧ) и предварительный усилитель низкой частоты собраны на одном транзисторе T_{11}, работающем в рефлексном каскаде. По отношению к сигналам разностной (6,5 *Мгц*) и низкой частот транзистор T_{11} включен по нейтрализованной схеме с общим эмиттером. С катушки L_{19} резонансного трансформатора, в котором катушка L_{18} выполняет функции режекторного контура видеоусилителя, настроенного на частоту 6,5 *Мгц*, сигнал разностной частоты поступает на базу транзистора T_{11}. В коллекторную цепь этого транзистора включена сложная нагрузка, состоящая из фазосдвигающего трансформатора, частотного детектора отношений ($L_{21}L_{22}$) и НЧ трансформатора $Тр_6$, вторичная обмотка которого включена в цепь базы транзистора T_{12}. Радиосигналы частотой 6,5 *Мгц* выделяются в фазосдвигающем трансформаторе детектора отношений, детектируются им. Полученные НЧ колебания через регулятор громкости R_{65} вновь подаются на базу транзистора T_{11}, усиливаются и выделяются на первичной обмотке $Тр_6$. Этот трансформатор служит для согласования выходного сопротивления каскада на транзисторе T_{11} по переменному току низкой частоты с входным сопротивлением каскада на транзисторе T_{12}. Общий коэффициент усиления тракта звукового сопровождения с рефлексным каскадом примерно такой же, как в схеме на рис. 21, однако регулировка рефлексного каскада несколько сложнее.

Таблица 8

Обозначения по рис. 21	Обозначения по рис. 29	Магнитопровод каркас, сердечник	Номер обмотки и число витков	Провод
—	L_{14} и L_{17}	Бескаркасная диаметром 6 *мм*	2	ПЭВ1 0,51
—	L_{18}	Каркас диаметром 8 *мм*, сердечник 100 НН	35	ПЭЛ 0,15
—	L_{19}	Каркас диаметром 8 *мм*, сердечник 100 НН	—	ПЭЛ 0,15
—	$Тр_1$	Кольцо из феррита 2000 НМ2, К20×10×6	(1—3)—180; (2—3)—50	ПЭВ1 0,18
—	$Тр_2$	Кольцо из феррита 2000 НМ2, К20×10×6	(1—3)—120; (12—3)—26; (4—5)—110	ЛЭШО9×0,1
—	$Др_5$	На резисторе 100 ком ВС — 0,25	50	ПЭШО 0,15
L_1, L_{13}	L_1—L_{13}	Одинаковые	Одинаковое	Одинаковый
L_{15}, L_{16}	L_{15}—L_{16}	»	»	»
L_{17}	L_{20}	»	»	»
$Др_4$	$Др_1$	»	»	»
$Др_3$	$Др_2$	»	»	»
$Др_5$	$Др_3$	»	»	»
$Др_1$	$Др_4$	»	»	»
$Тр_9$	$Тр_5$	»	»	»
$Тр_8$	$Тр_4$	»	»	»
$Тр_4$	$Тр_7$	»	»	»
$Тр_3$	$Тр_6$	»	»	»
$Тр_6$	$Тр_3$	»	»	»

Оконечный каскад усилителя низкой частоты ($Т_{12}$) аналогичен соответствующей части схемы, приведенной на рис. 21 (табл. 8). Также аналогично построены схемы включения кинескопа, отклоняющих катушек и вспомогательных выпрямителей.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА УЗЛОВ ТЕЛЕВИЗОРА

О расчете УВЧ блока ПТК. Эффективность УВЧ определяется прежде всего коэффициентом усиления и уровнем собственных шумов транзистора. По лучшему соотношению этих двух параметров выбирают обычно тип транзистора и схему его включения в УВЧ По шумовым свойствам все три известные схемы включения (с ОЭ, ОБ и ОК) до частот порядка $f_т$ примерно эквивалентны [Л. 12]. Поэтому какую-либо из них выбирают с таким расчетом, чтобы получить от каскада УВЧ максимальное усиление.

Выбор типа транзистора для УВЧ ведут по величине граничной частоты $f_{гр} \approx f_т = f_\alpha / \sqrt{\beta_0}$, где β_0 — коэффициент усиления по-

стоянного тока транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером На частотах $>f_{гр}$ уровень собственных шумов транзисторов возрастает. Это будет отрицательно сказываться на чувствительности телевизионного приемника при работе ПТК на высокочастотных каналах, если не выполняется условие $f_{макс} \leqslant f_{гр}$, где $f_{макс}$ — максимальная частота усиления ПТК. Применительно к ПТК с $f_{макс} \approx 230$ *Мгц* указанным требованиям удовлетворяют транзисторы, имеющие $f_{\alpha} \approx 1\,000$ *Мгц*, например ГТ313Б.

Обоснование схемы включения транзистора. Согласно [Л. 8] максимальный коэффициент усиления тока или напряжения резонансного каскада, имеющего полосу пропускания $2\Delta f$, в режиме согласования по заданному значению $2\Delta f$ выражается общей формулой

$$K = K_{тр} K_{дин}, \qquad (9)$$

где $K_{тр} = Q = f_0/2\Delta f$ — максимальный коэффициент трансформации контуром каскада напряжения (в случае УУН) или тока (для УУТ), ограничиваемый сверху заданной величиной $2\Delta f$ и снизу — входным или выходным сопротивлением транзистора; $K_{дин}$ — динамический коэффициент усиления напряжения (для УУН) или тока (для УУТ). По соображениям устойчивости работы транзистора (или вакуумного триода) коэффициент усиления напряжения $K_{дин}$ УУН на УКВ не может быть больше единицы, а цепи нейтрализации, позволяющие получить большой $K_{дин}$, при использовании в широкополосных УВЧ неэффективны. Поэтому на выбор схемы включения транзистора в основном влияет возможность реализации в том или ином случае максимального значения добротности $K^{u}_{тр} = \sqrt{R_{вх}/R_{ф}}$ (для УУН) или $K^{i}_{тр} = \sqrt{R_{ф}/R_{вх}}$ (для УУТ). С этой точки зрения следует считать совершенно необоснованными встречающиеся утверждения, что недостатком схемы с общей базой (или сеткой) является малое входное их сопротивление, ибо в схемах резонансных усилителей малое входное сопротивление УУТ — такое же их достоинство, как большое входное сопротивление УУН [Л. 8].

С учетом сделанных замечаний принципиальная схема резонансного УВЧ блока ПТК, построенного на одном транзисторе, должна соответствовать рис. 30 или рис. 31. Если предельные частоты транзисторов не превышают 1 000 *Мгц*, то каскад УВЧ по схеме УУН с общим эмиттером практически всегда будет уступать в эффективности каскаду по схеме УУТ с общей базой. В последней не требуется нейтрализации, возможна эффективная коррекция коэффициента усиления тока ($C_{кор}$, $L_{кор}$, на рис. 31) до значений $K^{i}_{кор} \approx 2 \div 3$, обеспечивающих равномерное усиление ПТК на всех 12 каналах. Кроме того, в УУТ возможно использование менее высокочастотных транзисторов Обратим внимание еще на одно достоинство первого каскада УВЧ, собранного по схеме с общей базой. Известно, что при прочих равных условиях эффективность антенны с большим волновым сопротивлением ($R_{ф} = 300$ *ом*) выше, так как антенна оказывается более «согласованной» с волновым сопротивлением «свободного пространства». Поскольку увеличение $R_{ф}$ до значения 300 *ом* приводит к уменьшению $K^{u}_{т}$ и увеличению $K^{i}_{т}$, совершенно очевидно, что общая эффективность системы антенна — ПТК будет возрастать, если первый каскад УВЧ будет собран по схеме УУТ. Следовательно, объективное сравнение эффективности схем УВЧ

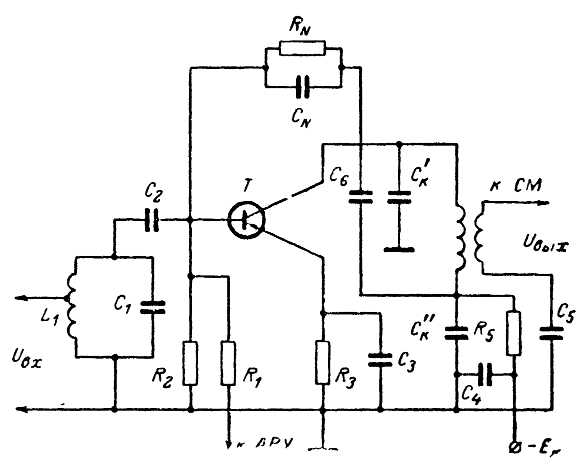


Рис. 30. Принципиальная схема УВЧ блока ПТК, где транзистор включен по схеме с общим эмиттером с нейтрализацией.

с общим эмиттером и с общей базой следовало бы вести на установке с волновым сопротивлением $R_ф \approx 300$ *ом*. В этих условиях чувствительность телевизора, УВЧ которого собран по схеме с общим эмиттером на транзисторе ГТ313Б, будет в 3—4 раза ниже, чем в случае схемы с общей базой.

Расчет каскада УВЧ по постоянному току. Режим постоянного тока транзистора, примененного в УВЧ, определяется все теми же главными условиями получения максимального усиления при минимальном уровне собственных шумов. Для современных транзисторов лучшее соотношение этих параметров получается при токе эмиттера 3—5 *ма* и напряжении на коллекторе относительно эмиттера 3—6 *в*. Для УВЧ, схема которого дана на рис. 31, оптимальные параметры УВЧ были получены при следующих режимах транзистора ГТ313Б: $I_э = 3$ *ма*, $U_{к.э} = 6$ *в*, $U_{э:б} = 0{,}2$ *в* (рис. 32). Для расчета режимов можно воспользоваться приведенными формулами

$$\left.\begin{aligned} &R_э\,(ком) = \frac{U_{к.э}(в)}{(4 \div 5) I_э(ма)};\ R_2 = \frac{(S-1)\,E_к R_э}{(U_э + U_{к.б})};\\ &U_э = I_э R_э;\ R_4 = \frac{[E_к - (U_э + U_{э.б})]R_2}{U_э + U_{э.б}};\\ &R_1 = R_4 \frac{E_{мАРУ}}{E_к};\ R_5 = \frac{E_к - (V_{к.э} + V_э)}{I_0}, \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

где S — коэффициент нестабильности схемы, который обычно равен 3—5; $E_{мАРУ}$ — напряжение АРУ, соответствующее максимальной амплитуде сигнала на входе телевизора; $I_0 \approx I_э$.

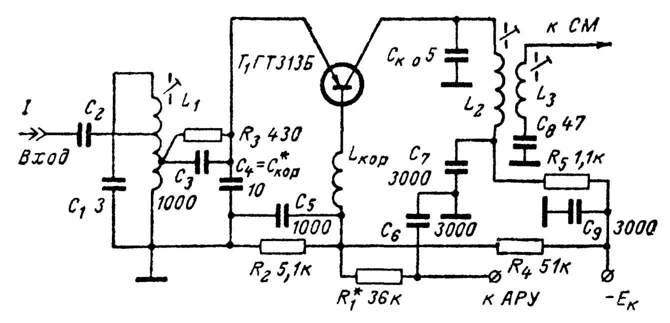


Рис. 31. Принципиальная схема УВЧ блока ПТК, где транзистор включен по схеме с общей базой, корректированной емкостью в цепи эмиттера (C_4) и индуктивностью в цепи базы ($L_{кор}$).

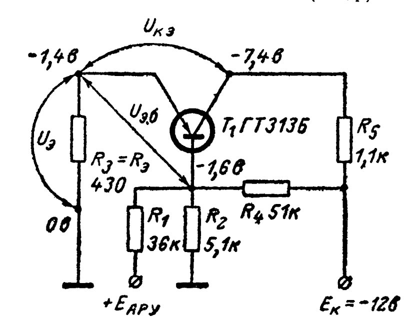


Рис. 32. Схема включения транзистора УВЧ по постоянному току (резисторы имеют нумерацию схемы рис. 30). Полярность и величина напряжений на электродах транзистора даны относительно общего провода.

Расчет резонансных контуров ПТК для УВЧ с транзистором, включенным по схеме с общей базой. Исходными данными для этого расчета являются полоса пропускания каскада $2\Delta f$, средние частоты каналов f_0, волновое сопротивление фидера $R_ф$ и входное сопротивление транзистора $R_{вх}$. В диапазоне первых пяти каналов (от 50 до 100 *Мгц*) транзистор ГТ313Б имеет чисто активное входное сопротивление $R_{вх}=r_э+r'_б\,(1-\alpha)$, где α изменяется соответственно от 0,93 до 0,88; $r_э=26/I_э$ (*ма*) (*ом*), а $r'_б=50\div70$ *ом*. Из этой формулы видно, что $R_{вх}$ транзистора T_1 при $I_э=3$ *ма* в диапазоне первых пяти каналов изменяется от 12 до 15 *ом*. Исходя из этих значений $R_{вх}$, определяем оптимальный коэффициент трансформации тока антенны на вход транзистора

$$K^i_{тр}=\frac{w_1}{w_2}=\sqrt{\frac{R_ф}{R_{вх}}}. \qquad (11)$$

Заданная полоса пропускания каскада при сохранении $K^i_{тр}$, рассчитанного по формуле (11), может быть обеспечена, если емкости контуров УВЧ будут иметь следующую величину:

$$C_{\text{к0}} = \frac{2\Delta f}{2\pi f_0^2 R_{\text{вх}}}. \qquad (12)$$

При наличии α-коррекции, действующей в области 6—12 каналов, с помощью $C_{\text{кор}}$, установленного на входе транзистора T_1, формула для расчета контурных емкостей входного устройства УВЧ изменяется и будет иметь следующий вид:

$$C_{\text{к0}} \leqslant (1 \div 2)\, 2\Delta f\, r_б'\, C_{\text{кор}}^2. \qquad (13)$$

Из формулы (12) видно, что для получения постоянного значения $2\Delta f$ в первых пяти каналах величину $C_{\text{к0}}$ следует менять, а именно — уменьшать от 20 до 1 *пф* при переходе на более высокочастотные каналы. На практике, однако, емкости контуров выбираются постоянными (3—10 *пф*), что приводит к изменению полосы пропускания УВЧ от 6—8 на первых, до 20—30 *Мгц* на последних каналах. Как видно из формулы (13), УВЧ с α-коррекцией не имеет этого недостатка

Совместимость условий, выраженных формулами (11), (12) и (13), имеет принципиальное значение при расчете входного устройства УВЧ, так как в этом случае его к. п. д. $\eta_{\text{к}} = 1 - (Q_{\text{н}}/Q_{\text{св}})$ будет близок к единице. Это достигается в результате снижения добротности $Q_{\text{св}}$ «свободных» контуров до необходимого значения $Q_{\text{н}} = f_0/2\Delta f$ только при помощи шунтирующего действия $R_{\text{ф}}$, а также включения последовательно в контур входного сопротивления транзистора T_1 без введения дополнительных шунтов.

Остальные элементы резонансных систем УВЧ рассчитываются в следующей последовательности. Индуктивности контуров для разных каналов определяются по формуле

$$L_{\text{к}}\,(мкгн) = \frac{25300}{C_{\text{к}}\,(пф)\, f_0^2\,(Мгц)}, \qquad (14)$$

Коэффициент связи $K_{\text{св}}$ контуров входного устройства, который выбирают в пределах от 0,2 до 0,5, позволяет определить емкость внутриемкостной связи

$$C_{\text{св}} = \frac{C_{\text{к}} K_{\text{св}}}{1 - K_{\text{св}}}. \qquad (15)$$

Взаимную индуктивность катушек L_2 и L_3 (рис. 30) коллекторного полосового фильтра определяют по формуле $M = K_{\text{св}} \sqrt{L_2 L_3}$, где $K_{\text{св}} = 0{,}3$.

О расчете УПЧ. Эффективность УПЧ ($Э$), как отмечалось выше, определяется произведением единичного коэффициента усиления напряжения (или тока) каскада на полосу пропускания, т. е. $Э = (K_{01} \cdot 2\Delta f)$. Следовательно при выборе для УПЧ транзисторов или вакуумных приборов и схемы их включения необходимо стремиться к получению максимальной величины $Э$ усилителя в целом.

Эффективность резонансных усилителей. Эффективность как мера широкополосности резонансных усилителей при использовании в них вакуумных пентодов является величиной инвариантной, т. е. независимой от внешних параметров устройства, таких как резонансная частота f_0, полоса пропускания $2\Delta f$, коэффициент усиления K,

число каскадов N и др Это свойство параметра $Э$ позволяет рассчитывать ламповые широкополосные усилители на основе единой методики, описанной, например, в [Л. 8]. При использовании y-параметров транзистора $Э$ принято представлять в виде [Л. 8]:

$$Э = \frac{|y_{21}|_{дин}}{2\pi C_{\Sigma}} = K_{01} \cdot 2\Delta f = \text{const}, \qquad (16)$$

где $|y_{21}|_{дин}$ — модуль динамической проводимости y_{21} транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ); $C_{\Sigma} = C_{вх} + C_{вых} + C_{м}$ — полная емкость каскада, состоящая соответственно из входной, выходной и монтажной емкостей; K_{01} — единичный коэффициент усиления напряжения каскада. Инвариантность $Э$ ($У$) в случае пентодных усилителей, как известно [Л. 8], обусловлена независимостью величин S и C_{Σ} от K_{01}, $2\Delta f$ и f_0 вплоть до частот 150—200 *Мгц*, так как крутизна характеристики широкополосных ламп почти постоянна в указанной области частот, а емкость C_{Σ} в соответствии с выражением ее переменной части $C_{вх} = C_{с.к} + C_{а.с}\ (K_{01} + 1) \approx C_{с.к}$ практически не зависит от K_{01} благодаря малой величине проходной емкости $C_{а.с}$ пентодов $[C_{а.с}(K_{01}+1) \ll C_{с.к}]$.

В случае резонансного усилителя на вакуумных триодах большая величина проходной емкости ($C_{а.с} \approx C_{а.к}$) приводит к зависимости C_{Σ} от частоты и коэффициента усиления и, кроме того, к необходимости применения нейтрализации, приводящей к потере эффективности. Введение нейтрализующей цепи будет эквивалентно увеличению входной емкости на величину $C_{н}(K_{01} - 1)$, где $C_{н} \approx C_{а.с}$. Таким образом, суммарная емкость триодного каскада равна:

$$C_{\Sigma} \approx C_{с.к} + C_{а.к} + C_{а.с}\left(K_{01} + 1\right) + C_{н}\left(K_{01} - 1\right) + C_{м}. \qquad (17)$$

Учитывая соотношения емкостей [Л. 8] $C_{с.к} \approx 3C_{а.к}$; $C_{а.с} \approx \approx C_{а.к} \approx C_{н} \approx C_{м}$, в общем виде для N-каскадного усилителя получаем:

$$Э_{в.т} = \frac{S_{дин}\, \psi(N)}{2\pi C_{а.с}(4 + 2K_{01})}, \qquad (18)$$

где $\psi(N)$ — функция числа каскадов [Л. 8]. Из формулы (18) видно, что эффективность триодных резонансных усилителей с нейтрализацией зависит от числа каскадов и коэффициента усиления K_{01} отдельного каскада. Очевидно, что она меньше эффективности пентодных усилителей.

Транзисторные усилители в этом отношении также отличаются от пентодных наличием зависимости $C_{вх}$ от K_{01} и от частоты и, кроме того, более сильной частотной зависимостью крутизны y_{21}, существенной даже для высокочастотных транзисторов уже на частотах несколько десятков мегагерц. На рис. 33 приведена схема транзисторного резонансного усилителя с нейтрализацией, получившая широкое распространение в УВЧ и УПЧ приемников Полная паразитная емкость C_{Σ} такого каскада с учетом цепи нейтрализации

$$C_{\Sigma} = C'_{б.э} + C_{к.э} + C''_{м} + \left[C_{к}\left(K_{к.б} + 1\right) + C_{н}\left(K_{б.б} - 1\right) + C'_{м}\right] m^2,$$

где $C'_{б.э} \approx C_{б.э} m^2$; $C_{к.э}$ и $C_{к}$ — соответственно входная, выходная и

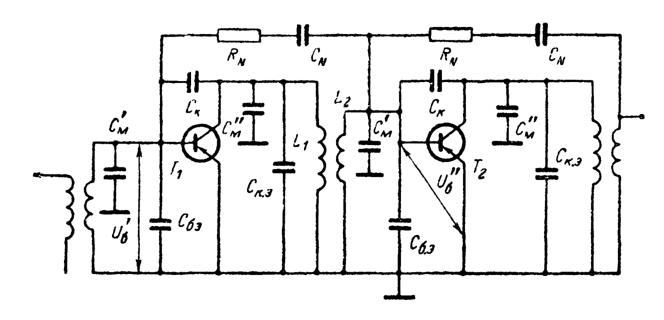


Рис. 33. Принципиальная схема (по переменному току) резонансного усилителя на транзисторах, поясняющая принцип расчета полной динамической емкости и эффективности нейтрализованного каскада с общим эмиттером.

проходная емкости транзистора; $C_н \approx C_к/m$ — емкость нейтрализации; $m = K_{б.б}/K_{к.б} = U''_б/U_к$—коэффициент трансформации резонансного контура в режиме согласования; $K_{к.б} = U_к/U'_б$; $K_{б.б} = U''_б/U'_б$.

Анализ справочных данных показывает, что для большинства высокочастотных транзисторов справедливы соотношения

$$C_{б.э} = (5 \div 10)\,C_к;\; C_к = C_{к.э} \approx C''_м; \qquad (19)$$

$$m^2 = R_{вх}/R_{вых} = 0,1 \div 0,2,$$

где $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — соответственно входное и выходное сопротивления транзистора на частоте f_0. Учитывая эти условия в формуле (16), получаем:

$$Э_{о.э} = \frac{|y_{21}|_{дин}}{2\pi C_к m^2 (10 + 2K_{к.б} - 2/m^2)}. \qquad (20)$$

Согласно [Л. 12] $y_{21} \approx (r_э + r'_б/|\beta|_{дин})^{-1} \approx |\beta|_{дин}/r'_б$; $K_{к.б} = |\beta|_{дин}/m^2$, где $r_э$, $r'_б$ — параметры эквивалентной схемы транзистора, а $|\beta|_{дин}$ — модуль динамического коэффициента усиления тока схемы с ОЭ. После подстановки этих соотношений в формулу (20) получаем выражение эффективности N согласованных каскадов, включенных по схеме с ОЭ:

$$Э_{о.э} = 2\Delta f K_{0\bar{1}} = \frac{\psi(N)}{4\pi C_к r'_б} \approx \frac{10^{-1}\psi(N)}{r'_б C_к} = \text{const}. \qquad (21)$$

Эта формула может давать погрешность расчетов до 30 %, которая в ряде случаев приемлема, так как разбросы параметров транзисторов все еще остаются гораздо больше этой величины. В области частот УПЧ изображения эта формула дает наиболее точные результаты.

Сравнение эффективности схем с ОЭ с нейтрализацией и с ОБ. Теперь сравним эффективности резонансных усилителей, где тран-

зисторы включены по схемам с общей базой и с общим эмиттером. Эффективность транзисторного резонансного усилителя с последовательными контурами, построенного по схеме с общей базой (рис. 17), согласно [Л. 8] определяется выражением

$$Э_{о.б} = \left[\frac{\alpha_{кор}^{2} \cdot 2\Delta f}{2C_к \, r_б'} \right]^{1/2} \psi (N), \qquad (22)$$

где $\alpha_{кор}$ — коэффициент передачи тока транзистора с α-коррекцией. При сравнении формул (22) с (21) в одинаковых условиях работы необходимо, чтобы $Э_{о.б} \geqslant Э_{о.э}$ Тогда получим условие для критической полосы пропускания, при которой схема ОБ становится эффективнее схемы ОЭ:

$$2\Delta f_{кр} \geqslant \frac{2}{\alpha_{кор}^2 \cdot (4\pi)^2 \, r_б' \, C_к} \approx \frac{10^{-2}}{3r_б' \, C_к}, \qquad (23)$$

Чтобы результаты сравнения эффективности широкополосных резонансных транзисторных усилителей, построенных по схемам с общим эмиттером и общей базой, были более наглядными, в табл. 9 приведены рассчитанные по формулам (20)—(23) значения эффективностей $Э_{о.э}$ и $Э_{о.б}$ для транзисторов 11 типов. Кроме того, в таблице приведены усредненные данные измерений постоянной времени $\tau_{о.с}$ использованных в УПЧ транзисторов и другие параметры, имеющие значение для определения широкополосности усилителя (f_α, $f_г$, $|\beta|$, $2\Delta f_{кр}$).

Из таблицы видно, что эффективность резонансных усилителей на транзисторах с $f_\alpha > 500$ *Мгц* сравнима с эффективностью лучших пентодных усилителей на лампах типа 6Ж11П. Меньшие экспериментальные значения $Э_{о.э}$, помеченные звездочками, по сравнению с расчетными величинами (без звездочек) объясняются низким к. п. д. согласующих резонансных трансформаторов на высоких частотах [Л. 8]. Отсутствие данных об $Э_{о.э}$ при $f_0 = 35$ *Мгц* означает, что усилитель, собранный по схеме с общим эмиттером, существенно уступает усилителю по схеме с общей базой при любых частотах (см. значения $Э_{макс}$ в таблице).

Результаты расчетов эффективности тройки взаимно расстроенных транзисторных каскадов УПЧ, собранных на транзисторах разных типов по схеме с ОБ, показывают, что эффективность УПЧ по схеме с ОБ значительно больше, чем эффективность УПЧ по схеме с ОЭ, во всех случаях, когда $f_\alpha \leqslant (2 \div 5) f_0$

Если сравнивать результаты, полученные с одинаковыми транзисторами, включенными по схемам с ОБ и ОЭ, то более предпочтительными следует считать те усилители, в которых применяются менее дорогие транзисторы. Таким образом, для УПЧ с $f_0 \approx 35$ *Мгц* и $2\Delta f = 5$ *Мгц* согласно таблиц наиболее приемлемы транзисторы с $f_0 \approx \approx 150 \div 200$ *Мгц* и $\tau_{о\,с} = r_б' C_к = 200 \div 300$ *псек*. Это объясняется тем, что при $f_0 = 35$ *Мгц* именно для этих типов транзисторов (П403, П423, П417, П410) удается получить наилучшие условия α-коррекции, при которых $\alpha_{кор} = 1{,}5 \div 2$ Для менее высокочастотных транзисторов аналогичные условия будут иметь место при более низких частотах. для более высокочастотных — при более высоких.

В табл. 9 приведены также максимально возможные значения $Э_{о.э}$ и $Э_{о.б}$, из которых видно, что схема с общей базой более эффективна для транзисторов всех типов. Следует отметить, что наблюдаемые расхождения максимальных значений $Э_{о.б}$ и $Э_{о.э}$ от реализуемых в УПЧ телевизора объясняется тем, что в схеме с общей базой для получения $Э_{макс}$ необходимо выполнение условия $f_0 \geqslant Э_{макс}$, а в схеме с общим эмиттером — соответственно условия $Э_{макс} = 1/2|\beta| \cdot 2\Delta f$. Эти условия в УПЧ с $f_0 \approx 35$ *Мгц* и $2\Delta f \approx 5$ *Мгц* выполняются только для первых трех типов транзисторов таблицы, для остальных транзисторов значения $Э_{макс}$ в схеме с ОБ можно получить при гораздо больших f_0 и $2\Delta f$. Этим, как уже отмечалось выше, транзисторные усилители существенно отличаются от ламповых, для которых параметр $y_{21}/2\pi C_п$ постоянен до частот 100—200 *Мгц*.

Рассматривая теперь вопрос о выборе типа транзисторов и схеме их включения в УПЧ, можно заключить, что лишь высокочастотные транзисторы с $f_\alpha \geqslant 500$ *Мгц* целесообразно включить по схеме с общим эмиттером. Однако при использовании более дешевых транзисторов с $f_\alpha \leqslant 200$ *Мгц* (например, типа П403А) в схеме с последовательными контурами с α-коррекцией удается получить примерно такую же эффективность как и при использовании более высокочастотных транзисторов в схеме с ОЭ. Выбрав тип транзистора и схему его включения, приступают к расчету УПЧ с последовательными контурами.

Исходными данными для расчета являются обычно величины средней частоты $f_0 = 35$ *Мгц*, полосы пропускания $2\Delta f = 5$ *Мгц* и суммарного коэффициента усиления (по рис. 1 это K_2). Для осуществления возможности реализации заданной добротности контуров каскадов $Q = f_0/2\Delta f = 7$ необходимо, чтобы

$$f_\alpha \approx f_0 Q. \quad (24)$$

Для получения оптимальных условий α-коррекции необходимо, чтобы параметр обратной связи транзистора удовлетворял условию (22), т. е.

$$C_к r_б' \leqslant \frac{(2\Delta f)}{2f_0^2}. \quad (25)$$

Этими двумя условиями руководствуются при определении типа транзисторов, пригодных для применения в УПЧ. Далее определяют число каскадов УПЧ $N \approx K_2/Q$, причем рассчитанную величину N округляют до ближайшего большего целого числа. Резонансные контуры УПЧ рассчитывают следующим образом. По формулам (12) и (13) определяют емкость $C_{кор}$ последовательного контура, при которой реализуется необходимая добротность. Входящая в формулу (13) емкость коррекции $C_{кор}$ для транзисторов с $f_\alpha \approx 100 \div 200$ *Мгц* колеблется в пределах 30—100 *пф*. Найденное значение $C_{к.о}$ не должно быть больше паразитной емкости транзисторного каскада с общей базой $C_п = C_к + C_м'$, где $C_м'$ — емкость монтажа коллекторной цепи транзистора. По известной величине $C_{к.о}$, пользуясь формулой (14), рассчитывают индуктивность катушки последовательного контура.

Расчет резонансных контуров ФСС не отличается от описанного расчета элементов последовательных контуров.

Таблица 9

Тип транзистора	Граничная частота усиления тока[1] f_α, *Мгц*	Частота генерации[2] $f_{ген}$, *Мгц*	Постоянная времени цепи базы[3] $\tau_{о.с.} = r'_б C_к$, *псек*	Модуль коэффициента усиления тока в схеме ОЭ[4] $\mid\beta\mid$ при $f=35$ *Мгц*	Полоса пропускания[5], при которой $Э_{о.б} \geqslant Э_{о.э}$ $2\Delta f_{кр}$, *Мгц*	Эффективность схемы, ОЭ[6], получаемая: 1) на средней частоте усилителя 35 *Мгц*; 2) на f_0 ее теоретическое значение $Э_{о.э}$, *Мгц*			Эффективность схемы ОБ[7] с последовательными контурами, получаемая: 1) на средней частоте усилителя 35 *Мгц*, 2) на частоте f_0 ее теоретическое максимальное значение $Э_{о.б}$, Мгц		
						$f_0=$ $=35$ *Мгц*	f_0, *Мгц*	$Э_{макс}$	$f_0=$ $=35$ *Мгц*	f_0, *Мгц*	$Э_{макс}$
П401	50—60	35	2000—3000	1,5	1	—	10	4	—	20	15
П402	80—100	68	600—1000	2,0	2,5	—	15	15	30	40	35
П422	90—110	75	500—800	2,5	3	—	20	20	35	50	45
П403	130—160	130	400—500	4,2	5	15	25	25	40	80	75
П423	140—170	135	350—400	5,0	7	20	30	30	45	90	80

П417	220—250	205	300—350	7	9	30	50	45	50	100	110
П410	240	220	200—250	8	12	42	50	55	55	120	120
П411	450	410	150—200	13	14	45	80	65	45	250	200
П418Г	610	560	40—50	16	42	150	100	210 150*	40	250	200
ГТ313А	600	500	50—70	13	32	100	100	250 150*	35	250	200
ГТ313Б	650	620	30—50	15	40	150	100	300 180*	35	250	250

1, 2 и 3 — параметры f_α, $f_{ген}$ и $\tau_{о.с} = r'_б C_к$, усредненные по результатам измерений четырех транзисторов соответствующего типа;

4 — модуль коэффициента усиления тока в схеме с общим эмиттером, измерен на частоте 35 *Мгц*;

5 — ширина полосы пропускания УПЧ, настроенного на частоту 35 *Мгц*, при которой схема с общей базой становится эффективнее нейтрализованной схемы с общим эмиттером;

6 — эффективность УПЧ по нейтрализованной схеме с общим эмиттером при $f_0=35$ *Мгц* и $2\Delta f=5$ *Мгц* и ее максимальное значение при других частотах и полосах пропускания;

7 — эффективность УПЧ по схеме с общей базой при 35 *Мгц* и ее максимальное значение при других частотах.

Расчет режимов каскадов по постоянному току ведут по формулам (10).

О расчете оконечного каскада строчной развертки, отклоняющих катушек и высоковольтного трансформатора. Первые варианты строчной развертки транзисторных телевизоров обычно содержали четыре каскада, в том числе две ступени предварительного усиления, установленные между задающим генератором и оконечным каскадом. Это объясняется тем, что первые транзисторы с большей разрывной мощностью, например типа П210, имели малый коэффициент усиления тока В в режиме больших колебаний. После появления транзисторов КТ802, КТ805, ГТ806 и др. с большим напряжением коллектора и меньшим временем восстановления стало возможным при работе транзисторов в ключевом режиме получать необходимую разрывную мощность при меньших токах коллектора и, следовательно, работать при бо́льших значениях В. В этих условиях стало возможным выполнять блок строчной развертки на трех транзисторах, как, например, это сделано в телевизоре, схема которого дана на рис. 21.

В табл. 10 приведены основные параметры отечественных массовых транзисторов, применяемых в оконечных каскадах строчной развертки. При прочих равных условиях лучшим будет тот транзистор, у которого больше величина В и произведение максимального тока коллектора $I_{к.макс}$ на максимально допустимое обратное напряжение коллектора $U_{к.макс}$.

Необходимая величина $I_{к\,макс}U_{к.макс}$, которую иногда называют разрывной мощностью ключевого режима транзистора, зависит от типа кинескопа, используемого в телевизоре:

$$P_р\,(в\cdot а) = \frac{12\cdot 10^{-8}\,h_{стр}\;d^2U_а}{a_с\,l^2T_{о.стр}} \leqslant I_{к.макс}\,U_{к.макс}, \qquad (26)$$

где $h_{стр}$ — максимальная длина строки на экране; d — диаметр горловины кинескопа; $a_с$ — длина строчных катушек; l — расстояние от люминофора экрана до ферритового кольца отклоняющей системы (все в сантиметрах); $U_а$ — анодное напряжение на аквадаге кинескопа, *в*, $T_{о\,стр}$ — длительность обратного хода строчной развертки, *сек*. Эта формула определяет мощность, выделяемую внутри транзистора в наиболее тяжелый для него период переключения генератора развертки (начала обратного хода), когда максимальный ток еще заметно не уменьшился, а выброс напряжения на коллекторе уже близок к максимальной величине.

С другой стороны, генератор развертки, работающий на строчные отклоняющие катушки *КС*, должен обеспечивать необходимую для полного отклонения луча намагничивающую силу

$$F_с = I_к\,w_{к.с} = 1{,}8\,\frac{dh_{стр}\sqrt{U_а}}{a_сl}\,. \qquad (27)$$

Величина В, как отмечалось ранее, в основном влияет на количество предоконечных каскадов и оказывает также влияние на выбор транзистора оконечного каскада. Обычно если В больше 10—15, то вполне достаточно включение одного предоконечного каскада (рис. 21) В этом отношении германиевые мощные транзисторы гораздо выгоднее кремниевых, так как они имеют примерно в 2—3 раза большие значения параметра В. Следует иметь в виду, что

Таблица 10

Тип транзистора	Максимальный импульс коллекторного тока $I_к$, *а*	Максимальная амплитуда напряжения на коллекторе $U_к$, *в*	Разрывная мощность $P_р$, *в.а*	Коэффициент усиления тока в схеме ОЭ $B_{ст}$ при $T_к$=3*а*	Остаточное напряжение насыщенного транзистора $U_{э.к}$, *в*	Максимальное напряжение между базой и эмиттером $U_{б.э}$, *в*	Максимальная мощность рассеяния транзистором (с радиатором) $P_к$ допустимое, *вт* при 25°С	Примечание
КТ801А	(2)	180 (80)	360 (160)	35 (13—50)	1,2 (2)	5 (2,5)	(5)	$B_{ст}$ измерено при $I_к$=0,5 *м*
КТ801Б	(2)	130 (60)	260 (120)	45 (20—100)	1,3 (2)	4,5 (2,5)	(5)	$B_{ст}$ измерено при $I_к$=0,5 *а*
П701А	(0,5)	140 (60)	70 (30)	45 (15—60)	3,5 (7)	1,2 (1,8)	(10)	$B_{ст}$ измерено при $I_к$=0,4 *м*
ГТ701А	(12)	190 (100)	2300 (1200)	15 (10)	0,9	25 (15)	(50)	$B_{ст}$ измерено при $I_к$=5 *а*
КТ802	(5)	310 (130)	1500 (650)	25 (15—30)	1,5 (1—5)	5,5 (3)	(50)	—
КТ805А	(8)	320 (160)	2500 (1200)	40 (15)	2,0 (2,5)	10 (5)	(40)	—
КТ805Б	(8)	280 (135)	1500 (650)	25 (15—30)	3,5 (5,0)	9 (5)	(40)	—

Примечание. Числа в скобках — справочные данные, без скобок — результаты наших измерений 5 шт. транзисторов каждого типа и усреднения путем нахождения среднеарифметического значения каждого параметра.

Все параметры измерены при 20 °С.

величина B является убывающей функцией $I_к$. Поэтому вычисленную по формуле (27) величину произведения $I_{к\,макс}U_{к.макс}$, которую для удлинения срока работы транзистора следует увеличить в 1,5—2 раза, рекомендуется реализовать увеличивая $U_к$ до максимального значения, соответственно уменьшая $I_к$.

Выбрав тип транзистора оконечного каскада, начинают рассчитывать режимы и параметры каскада. Амплитуду коллекторного тока определяют по формуле

$$I_к = P_р/U_{к.макс}, \quad (28)$$

а величину индуктивности отклоняющих катушек КС —

$$L_{к.с}\,(гн) = \frac{T_{о.стр}\,U_{к.макс}\,(в)}{3,14 I_к\,(а)}. \quad (29)$$

Полное число витков отклоняющей системы с ферритовым кольцом (от ОС—110°) можно вычислить по формуле

$$w_{к.с} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{к.с}\,(гн)}{a_с\,(см)}}, \quad (30)$$

где $a_с = 5 \div 6$ *см.*

На частоте строчной развертки вследствие поверхностного эффекта сопротивление проводов, которыми намотаны строчные катушки, настолько увеличивается, что потери в катушках ОС становятся соизмеримыми с потерями в остальных элементах оконечного каскада. Поэтому их необходимо наматывать высокочастотным обмоточным проводом с большим количеством жилок типа ЛЭ или ЛЭШО. Например, если эффективное сечение провода составляет 1 *мм*^{2}, то при намотке строчных катушек ОС транзисторного телевизора одним проводом диаметром 1,2 *мм* мощность потерь составит 3,5 *вт*, при намотке проводом ЛЭ 10×0,31—2,2 *вт* и проводом ЛЭ 80×0,12—0,7 *вт*. Дальнейшее увеличение эффективной поверхности проводников отклоняющих катушек нецелесообразно из-за ухудшения геометрического коэффициента эффективности отклоняющей системы. Высокочастотный обмоточный провод ЛЭ 80×0,12 изготовляют самостоятельно. Строчные катушки подключают непосредственно в коллектор транзистора выходного каскада через разделительный конденсатор $C_р$ (C_{80} на рис. 21). Этот конденсатор используется обычно для получения S-коррекции. Его емкость может быть определена по формуле

$$C_р\,(мкф) = \frac{(0,15 \div 0,2)\,T^2_{стр}\,(мксек)}{L_{к.с}\,(мкгн)}, \quad (31)$$

где $T_{стр}$ — длительность прямого хода строчной развертки, равная $60 \cdot 10^{-6}$ *сек*. На месте конденсатора $C_р(C_{80})$ необходимо использовать конденсатор с бумажной изоляцией (МБ2, МБГО и т. п.).

Для получения требуемой длительности обратного хода параллельно отклоняющим катушкам устанавливают конденсатор C_0(C_{86} на рис. 21). Его емкость можно определить, пользуясь формулой

$$C_0\,(мкф) = \frac{(0,03 \div 0,05)\,T^2_{о.стр}\,(мксек)}{L_{к.с}\,(мкгн)}. \quad (32)$$

Этот конденсатор, кроме того, совместно с демпферным диодом, подключенным к коллектору транзистора выходного каскада, образует цепь, благодаря которой часть энергии, накапливаемой в конденсаторе C_0 за время обратного хода развертки, возвращается в отклоняющую систему, что повышает к. п. д. каскада примерно в 2 раза. Конденсатор C_0, так же как и $C_р$, должен быть бумажным. Демпферный диод ($Д_{22}$ на рис. 2) выбирают такой мощности, чтобы он мог пропускать импульс тока порядка $I_к$. С учетом эффекта токодобавки при разряде конденсатора C_0 диод должен выдерживать обратное напряжение $U_{обр} \approx 200$ *в*.

Следует иметь в виду, что хотя указанных ограничений на параметры демпферного диода достаточно для того, чтобы блок строчной развертки функционировал нормально, необходимо еще стремиться выбирать диод с малым прямым сопротивлением. Так, если использовать диод типа Д302, потери мощности на прямом сопротивлении в период разряда отклоняющих катушек на источник питания составляют примерно 0,5 *вт*, а при использовании диода типа Д304 с вдвое меньшим прямым сопротивлением эти потери уменьшаются также примерно вдвое, т. е. до 0,2 *вт*.

По рассчитанным параметрам можно определить минимальное напряжение источника коллекторного питания оконечного каскада

$$E_к \geqslant \frac{0{,}7\, U_{к.макс}\,(в)}{Q_с}, \quad (33)$$

где $Q_с$ — скважность работы генератора строчной развертки, равная 5—7 для блоков, нагруженных кинескопами с прямоугольным экраном и углом отклонения 110°.

Как отмечалось, высокий к. п. д. оконечного каскада, нагруженного строчными катушками $L_{к.с}$ достигается непосредственным их включением (по переменному току) в коллекторную цепь. При этом индуктивность первичной обмотки трансформатора на рис. 21 обмотка *1—2* $Тр_9$ может быть рассчитана по формуле

$$L_{1\text{-}2} = (8 \div 10)\, L_{к.с}. \quad (34)$$

При выбранном напряжении на коллекторе транзистора [см. формулу (33)] уточняется максимальная величина обратного напряжения на первичной обмотке трансформатора $U_{к.макс} = 1{,}5\, Q_с E_к$ и определяется минимально допустимое число витков первичной обмотки $Тр_9$.

$$w_{1\text{-}2} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{к.с}\,(гн)\, l_с\,(см)}{0{,}7\, \mu_с\, q_с\,(см)^2}}, \quad (35)$$

где $l_с$ — средняя длина линии индукции в сердечнике, имеющем сечение $q_с$ и магнитную проницаемость $\mu_с$, а коэффициент 0,7 определяется дисперсией μ.

Для трансформаторов обычно выбирают ферритовые сердечники с проницаемостью $\mu_с \approx 2\,000 \div 3\,000$, например, сердечник от ТВС-110, у которого $l_с = 15$ *см*, $q_с = 2$ *см²* и $\mu_с \approx 2\,000$. Если использовать такой сердечник с первичной обмоткой, рассчитанной по формуле (35), то уже в блоках, нагруженных кинескопом 35ЛК2Б, амплитуда индукции в сердечнике будет близка к максимальной. Это означает, что при перемагничивании сердечника потери на гистерезис в нем также будут максимальными.

Для снижения величины максимальной индукции в сердечнике и, следовательно, эффективной площади петли гистерезиса (его кривой перемагничивания), пропорциональной мощности потерь в трансформаторе, следует руководствоваться эмпирическими данными. Число витков w_{1-2} и коэффициент трансформации $K_{3-6}=w_{3-6}/w_{1-2}$ (рис. 21) трансформатора с сердечником от ТВС-110 не должны превышать соответственно $w_{1-2}=50\div70$ витков и $K_{3-6}=(50\div70)$. Так как по формуле (35) получается обычно $w_{1-2}=(20\div30)$ витков, то, увеличивая число витков w_{1-2} примерно вдвое, удается примерно во столько же раз уменьшить площадь петли гистерезиса сердечника и, следовательно, уменьшить потери в нем с 0,2—0,3 до величины примерно 0,1 *вт*.

Установив число витков w_{1-2} и максимально допустимую величину K_{3-6}, определяют амплитуду импульса на обмотке w_{3-6}

$$U_{3-6}=U_{\text{к макс}}K_{3-6}, \qquad (36)$$

а по известной величине ускоряющего напряжения кинескопа $U_{а}$ можно определить коэффициент умножения высоковольтного выпрямителя, который после расчета округляют до ближайшего целого числа

$$n=U_{а}/U_{3-6}. \qquad (37)$$

Аналогично рассчитывают числа витков всех других обмоток трансформатора. Так как токи, потребляемые от выпрямителей строчного трансформатора, невелики, рассчитывать диаметры проводов не требуется. Их выбирают такими, чтобы получить высокие коэффициенты заполнения при намотке. Обычно это провод ПЭВ2 0,08—0,15.

Расчет оконечного каскада кадровой развертки. В настоящее время нет единого мнения о том, какие схемы блоков кадровой развертки следует считать оптимальными для большинства телевизоров. В арсенале уже предложенных вариантов блоков имеются такие, которые содержат от двух до десяти транзисторов. Например, в блоке кадровой развертки транзисторного телевизора «Электроника ВЛ-100» используется восемь транзисторов [Л. 15]. Естественно, что в блоке, содержащем большое число транзисторов, легче реализовать необходимые свойства, пока не найдено менее громоздкое решение По-видимому, с этой точки зрения и следует рассматривать имеющиеся сейчас тенденции в конструировании схем блоков кадровой развертки на транзисторах.

Одним из ответственных моментов расчета, влияющих на общий вид схемы блока кадровой развертки, является выбор трансформаторного или бестрансформаторного варианта оконечного каскада. Применение трансформаторов увеличивает коэффициент использования усилительных свойств транзисторов и ведет к снижению их числа практически до двух транзисторов. Бестрансформаторные варианты лишены известных недостатков трансформаторных, но, по-видимому, реально не могут содержать меньше четырех транзисторов. Очевидно, что при сопоставлении возможностей разных блоков (надежности, стоимости, легкости регулировки, простоты эксплуатации, стабильности параметров и т. п.) при прочих равных условиях следует отдавать предпочтение менее сложным.

Если сравнивать транзисторные блоки кадровой развертки с ламповыми, которые, как правило, выполняют двухламповыми с выходным трансформатором, то легко убедиться, что трансформаторы транзисторных блоков значительно проще благодаря более низким входным и выходным сопротивлениям транзисторов Надежность трансформаторов с малым числом витков обмоток, намотанных проводом сравнительно большего диаметра 0,25—0,6 *мм*, при обычных условиях эксплуатации стационарных или переносных телевизоров значительно больше. Полезно отметить, что стабильность параметров блоков кадровой развертки с выходным трансформатором выше бестрансформаторных; проще оказываются также их регулировка.

Исходя из приведенных выше соображений, можно полагать, что блоки кадровой развертки телевизора, собранные на двух транзисторах, получат большое распространение.

Методика расчета оконечного каскада во многом такая же, как у оконечных каскадов УНЧ, и основана на графо-аналитическом методе сравнения нагрузочных характеристик для разных типов транзисторов. В блоках кадровой развертки, выполненных на двух транзисторах, применяются оконечные каскады с трансформаторным или дроссельным выходом. Размеры, надежность и стоимость как дросселя, так и трансформатора примерно одинаковы, но блок с трансформаторным выходом более предпочтителен, так как в нем отсутствует разделительный электролитический конденсатор большой емкости (не менее 1 000 *мкф*), который включается между дросселем и отклоняющими катушками КК.

Для расчета достаточно знать параметры кадровых отклоняющих катушек (число витков $w_{к.к}$, активное сопротивление $r_{к.к}$ и индуктивность $L_{к\,к}$), а также размер изображения по вертикали, который дает кинескоп, используемый в телевизоре. На основе этих данных можно оценить величину размаха отклоняющего тока в кадровых катушках

$$I_{к\cdot р}(a) = \frac{5dh_к\sqrt{U_а(в)}}{w_{к\cdot к}\,a_к l}, \qquad (38)$$

где $h_к$ — максимальный размер растра по вертикали, *см*, а остальные обозначения те же, что в формуле (27). Величина $I_{к\,р}$, определенная в результате вычисления по формуле (38), получается с полуторакратным запасом.

Далее вычисляют коэффициент трансформации выходного трансформатора, при котором достигается согласование выходного сопротивления транзистора оконечного каскада с активным сопротивлением кадровых катушек и в результате которого через кадровые катушки будет протекать максимальный отклоняющий ток (рис. 34):

$$K_{к\cdot тр} = \frac{w_{3\text{-}4}}{w_{1\text{-}2}} = \sqrt{\frac{r_{к.к} + r_{3\text{-}4}}{\eta_{тр}\left(R_i - r_{1\text{-}2}\right)}}, \qquad (39)$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, равный обычно 0,8—0,9; R_i — выходное сопротивление оконечного транзистора, определяемое наклоном нагрузочной характеристики; $r_{1\text{-}2}$ и $r_{3\text{-}4}$ — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора (см. обозна-

чения обмоток Tp_8 на рис. 21). Из формулы (39) следуют два важных вывода Во-первых, когда $R_i \leqslant r_{1\text{-}2}$, наклон динамической и статической нагрузочных характеристик оконечного каскада становится одинаковым и понятие оптимального коэффициента согласования теряет смысл [знаменатель в формуле (39) обращается в нуль]. Отсюда видно, как важно при намотке первичной обмотки трансформатора выполнить условие $R_{1\text{-}2} \ll R_i$. На практике для упрощения конструкции трансформатора достаточно, чтобы

$$r_{1\text{-}2} = (0,1 \div 0,2) R_i. \qquad (40)$$

Во-вторых, при $R_i \leqslant r_{1\text{-}2}$ размах напряжения прямого хода $U'_{\text{к р}}$ на первичной обмотке трансформатора становится меньше напряжения источника питания $E_{\text{к}}$ и к. п д оконечного каскада ухудшается примерно в 2 раза по сравнению со случаем, когда выполняется условие (40), которое, таким образом, может быть названо условием получения удвоенного размаха отклоняющего тока. Это достигается благодаря тому, что в данном случае $U'_{\text{к р}} \approx 2E_{\text{к}}$.

Размах отклоняющего тока в кадровых катушках связан с импульсом коллекторного тока оконечного транзистора I_m соотношением (рис. 34)

$$I_{\text{макс}} = K_{\text{к.тр}} I_{\text{к.р}}. \qquad (41)$$

Так как из теории цепей следует, что кадровые катушки представляют собой цепь, управляемую током, то при $w_{\text{к.к}} \cdot I_{\text{к р}} = \text{const}$ совершенно безразлично, какое напряжение $U''_{\text{к.р}}$ упадет на них. При $r_{\text{к.к}} + r_{3\text{-}4} = 0$ получается, что $U''_{\text{к.р}} = 0$, а $K_{\text{к.тр}}$ стремится к нулю. Таким образом, согласно формуле (41) при малых потерях во

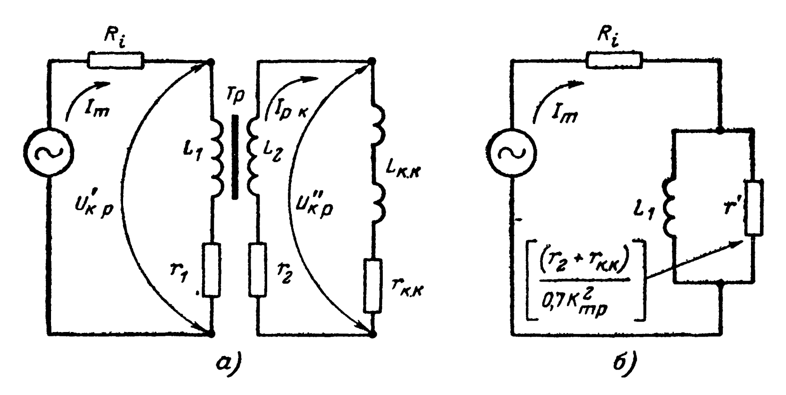


Рис. 34. К пояснению работы выходного каскада кадровой развертки.

а — эквивалентная схема согласования кадровых отклоняющих катушек с оконечным каскадом кадровой развертки; *б* — приведенная схема коллекторной цепи оконечного каскада кадровой развертки.

вторичной обмотке выходного трансформатора заданная величина $I_{\text{к р}}$ может быть получена при весьма малых значениях $I_{\text{макс}}$, ко-

торые могут быть получены и в маломощных транзисторах. Из вышеизложенного следует, что выполнение условия

$$\left(r_{к.к} + r_{3\text{-}4}\right) \ll \left(R_i - r_{1\text{-}2}\right) \quad (42)$$

необходимо для уменьшения мощности оконечного транзистора. На практике применяют формулу

$$K_{к.тр}^2 = \frac{r_{к.к} + r_{3\text{-}4}}{R_i - r_{1\text{-}2}} \approx 0{,}05 \div 0{,}2\,. \quad (43)$$

Учитывая формулы (40), (42) и (43), в формуле (39) при $r_{1\text{-}2} = 0{,}1\,R_i$, $\eta = 0{,}8$ получаем удобное для расчетов выражение

$$R_i \approx \frac{r_{к.к} + r_{3\text{-}4}}{0{,}7\,K_{к.тр}^2}\,. \quad (44)$$

Аналогичные соотношения оказываются справедливыми для дроссельного выхода при $K_{к.тр} = 1$; $r_{1\text{-}2} = 3\,000/C_р$ (*мкф*), где $C_р$ — емкость разделительного конденсатора между дросселем и отклоняющими катушками, *мкф*; а $r_{1\text{-}2} = r_{др}$ — активное сопротивление катушки дросселя, *ом*. В этом случае согласование обеспечивается не выбором $K_{к.тр}$, который здесь равен единице, а путем расчета выходного сопротивления R_i по формуле

$$R_i = \left(r_{к.к} + \frac{3\,000}{C_р}\right)10\,. \quad (45)$$

Из формулы (41) следует, что при $K_{к.тр} < 1$ мощность оконечного транзистора блока кадровой развертки с трансформаторным выходом оказывается ниже, чем блока с дроссельным выходом.

На рис. 35 дан пример графо-аналитического расчета параметров оконечного каскада кадровой развертки. Основой расчета является построение нагрузочной характеристики (прямая *ВС*) в системе семейства коллекторных характеристик предполагаемого выходного транзистора Нагрузочная прямая должна проходить ниже гиперболы допустимой мощности для выбранного режима охлаждения транзистора. Эту прямую проводят через точку *В* под углом, котангенс которого должен определять величину R_i. т. е. $R_i = E'/I'$. Для блока с трансформаторным выходом величину R_i предварительно рассчитывают по формуле (44), а для блока с дроссельным выходом — по формуле (45). Следовательно, отношение E'/I' при построении должно рассматриваться в качестве заданной величины. Точка *В* должна находиться на изломе той коллекторной характеристики, которая обеспечивает согласно формуле (41) величину $I_m = I_{к\,р}$ для дроссельного выхода и $I_m = I_{к.р}K_{к\,тр}$ для трансформаторного с учетом максимально допустимой амплитуды тока транзистора $I_{к\,макс}$, т. е. при $I_{к.макс} < I_{макс}$.

Таким образом, при расчете трансформаторной схемы коэффициент $K_{к.тр}$ входит в две формулы (41) и (44), определяющих положение нагрузочной прямой. Поэтому оптимальный наклон характеристики *ВС* в этом случае находят методом последовательных приближений. Положения точки *В* и рабочей точки *А* должны обеспечивать, кроме того, прохождение нагрузочной характеристики

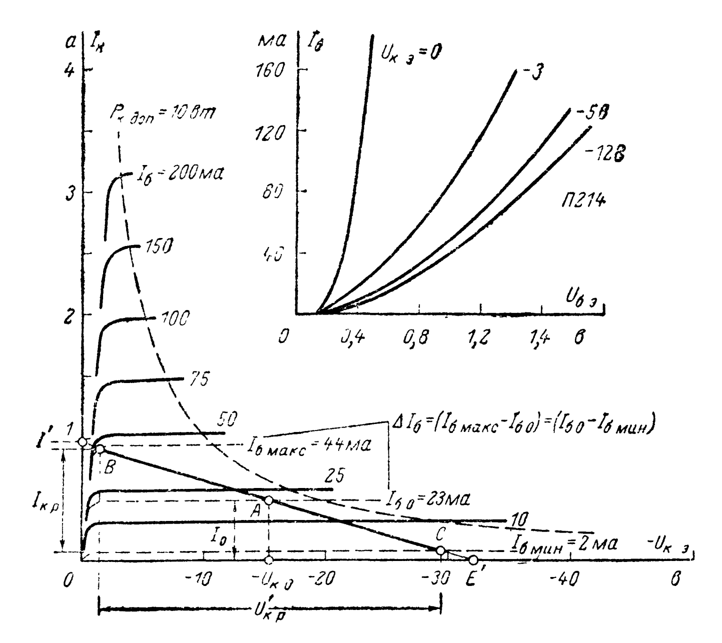


Рис 35. Вариант расчета оконечного каскада кадровой развертки на транзисторе П214 (на вставке приведены входные вольт-амперные характеристики П214).

вблизи выбранной линии $P_{к\ доп}$ с запасом по току и напряжению от 30 до 50%. Больший запас по мощности рассеяния на коллекторе делать нецелесообразно, так как это равносильно неполному использованию возможностей транзистора. Наконец, положение рабочей точки A определяется равенством отрезков AB и AC, соответствующих равным амплитудам $I_б=(I_{б\ макс}-I_{б0})=(I_{б0}-I_{б\ мин})$ входного тока базы. При этом необходимо, чтобы положение рабочей точки A заведомо совпадало со значением $E_{к0}\approx(0{,}8\div0{,}9)E_к$, обусловленным формулами (40), (42) и (43), которые определяют падение напряжения на первичной обмотке трансформатора или на обмотке дросселя, порядка $(0{,}1\div0{,}2)E_к$.

В соответствии с описанной методикой и введенными ограничениями сравнивают нагрузочные характеристики, построенные для разных транзисторов. Подходящий тип транзистора выбирают по наиболее полному удовлетворению перечисленных выше условий построения. После выбора транзистора из соответствующего построения определяются все вспомогательные параметры для последующего расчета (рис. 35). К этим параметрам относятся уже известные величины $I_{макс}$, $I_{к.р}$, $U_{к\ р}$, $R_i=E'/I'=U'_{к\ р}/I_{к.р}$, а также I_0 — коллекторный ток покоя, $I_{б0}$ — начальный ток смещения в цепи базы; $\Delta I_б$ — амплитуда входного тока, $B=I_{к.р}/2\Delta I_б$ — коэффициент усиления тока в режиме больших колебаний; $R_{вх}\approx r'_б/B$ — входное со-

противление оконечного каскада в режиме больших колебаний. Если не известно объемное сопротивление базы транзистора $r_б$, то величину $R_{вх}$, определяемую амплитудой — $\Delta I_б$, находят по входным характеристикам $I_б(U_б)$ (рис. 35) и используют при расчете входной цепи каскада, который здесь не рассматривается.

Далее расчет выходной цепи можно вести в следующей последовательности. Уточнив величину коэффициента трансформации по формуле (39), проверяют соответствие максимального импульса напряжения на коллекторе $U_{к\,макс}$ во время обратного хода кадровой развертки $T_{о.к} \approx 0{,}5 \div 1$ *мсек* предельно допустимому напряжению коллектора транзистора

$$U_{к.доп} \geqslant U_{к.макс} = \left[E_к + \frac{10^3 I_{макс}\,(ма)\, L_{к.к}\,(гн)}{K_{к.тр}}\right]. \quad (46)$$

Определяют индуктивности первичной и вторичной обмоток выходного трансформатора

$$L_{1\text{-}2}\ (мгн) = 10 R_i\ (ом); \quad (47)$$

$$L_{3\text{-}4} = L_{1\text{-}2}\, K^2_{к.тр}\,. \quad (48)$$

Число витков первичной обмотки рассчитывают по формуле

$$w_{1\text{-}2} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{1\text{-}2}\ (гн)\, l\,(см)}{\mu_к q_к\,(см)^2}}, \quad (49)$$

в которую необходимо подставить параметры выбранного типа сердечника ($q_к$, $l_к$, $\mu_к$). Сечение сердечника выходного трансформатора или дросселя можно определить по формуле

$$q_к\,(см^2) = 0{,}025 F_к\,(а), \quad (50)$$

где $F = I_{к\,р} w_{к\,к}$ намагничивающая сила, определяемая формулой (39). При расчете $q_к$ дросселя по формуле (50) вместо коэффициента 0,025 следует брать величину 0,02. По рассчитанной величине $q_к$ выбирают конкретный тип сердечника и соответственно определяют его параметры: $l_к$ — среднюю длину силовой линии в сердечнике, $\mu_к$ — магнитную проницаемость на частоте 50 *гц* и l_w — среднюю длину витка обмоток. По известному значению $w_{1\text{-}2}$ определяется число витков вторичной обмотки $w_{3\text{-}4} \doteq w_{1\text{-}2} K_{к.тр}$

Диаметр провода первичной обмотки выходного трансформатора или обмотки дросселя, удовлетворяющий формуле (40), вычисляют по формуле

$$d_{1\text{-}2}\ (мм) \geqslant 0{,}03 \div 0{,}04 \sqrt{\frac{l_{w1\text{-}2}\,(см) w_{1\text{-}2}}{R_i\,(ом)}}. \quad (51)$$

При расчете по этой формуле диаметра провода вторичной обмотки вместо коэффициента 0,03—0,04 следует брать 0,02—0,03, а вместо l_w и w — соответствующие величины выходной обмотки. Далее рассчитывают задающий генератор, зарядную цепь и цепи обратной связи. Этот расчет здесь не рассматривается С методикой его можно познакомиться в [Л. 16]. Следует только иметь в виду, что при проектировании цепей отрицательной обратной связи для подавления низкочастотных флуктуаций тока транзисторов необходимо подавлять усиление каскадов на частотах ниже 50 *гц*.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Цыкин Г. С.** Повышение экономичности телевизионных приемников. — «Радиотехника», т. 22, № 7, 1967, с. 120—122.

2. **Брилиантов Д. П.. Цыкин Г. С.** Проектирование магнитных отклоняющих систем максимальной эффективности. — «Радиотехника», т. 25, № 4. 1970, с. 89—90

3. **Брилиантов Д. П.** Проектирование строчных трансформаторов для портативных телевизоров. — «Радиотехника», т. 25, № 4, 1970, с 106—108

4 **Акулиничев И. Т.** Узлы транзисторного телевизора. — «Радио», № 4, 1970, с. 43

5. **Гуткин В. М.** Применение транзисторов в телевизионных схемах, М., «Энергия». 1966, с. 176

6. **Акулиничев И. Т.** Токовый принцип использования транзисторов. — «Радио», № 10, 1966, с. 55.

7. **Демьянов В. В.** Широкополосные усилители на триодах. — «Радио», № 10, (1966), с. 50—54.

8. **Демьянов В. В., Акулиничев И. Т.** Резонансные усилители на лампах и транзисторах. М., «Энергия», 1970, с. 136.

9. **Акулиничев И. Т.** Любительский телевизор. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958

10. **Ван-Дер-Зил А.** Флуктуации в радиотехнике и физике. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958.

11. **Шор К. Г.** Блоки ПТК на транзисторах, М., «Энергия», 1968, с. 64.

12. **Федотов Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1963, с. 464.

13. **Волин М. Л.** Паразитные связи и наводки. М., «Советское радио», 1960, с. 284

14. **Хромой Б. П., Маковеев В. Г., Ульянов В. Н.** Расчет и проектирование телевизионной аппаратуры, М., «Связь», 1967.

15. **Кисин Л., Садовская Г., Утешев В.** Телевизор «Электроника ВЛ-100» — «Радио», № 4, (1970), с. 31—33.

16. **Яковлев В. Н.** и др. Справочник по импульсной технике, Киев, «Техника», 1970.

17. **Богатов Г. Б.** Достижения и задачи современного телевидения, М.—Л., Госэнергоиздат, 1961

18. **Зырин Г., Ефименков Р.** Телевизор «Юность». — «Радио», № 1, (1966), с. 21—23.

19. **Дерналова Т., Филиппов В.** Любительский переносный телевизор, — «Радио», № 10, 1968, с. 33—35, № 11, 1968, с. 20—22.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 25 коп.